Ю. В. ЗАЙЦЕВ, А. Н. МАРЧЕНКО

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ РЕЗИСТОРЫ В РАДИОСХЕМАХ



МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Справочная серия

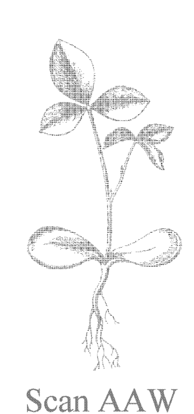
Выпуск 778

Ю. В. ЗАЙЦЕВ, А. Н. МАРЧЕНКО

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ РЕЗИСТОРЫ В РАДИОСХЕМАХ



«ЭНЕРГИЯ»
МОСКВА 1971



Scan AAW

6Ф2.13
З 12
УДК 621.316

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Берг А. И., Борисов В. Г., Бурдейный Ф. И., Бурлянд В. А., Ванеев В. И., Геништа Г. Н., Жеребцов И. П., Канаева А. М., Корольков В. Г., Кренкель Э. Т., Куликовский А. А., Смирнов А. Д., Тарасов Ф. И., Шамшур В. И.

Зайцев Ю. В. и Марченко А. Н.

З 12 Полупроводниковые резисторы в радиосхемах, «Энергия», 1971.

112 с. с илл. (Массовая радиобиблиотека, Справочная серия. Вып. 778).

Брошюра содержит данные об основных типах полупроводниковых резисторов (терморезисторах, варисторах, фоторезисторах) с указанием особенностей их использования в радиосхемах.

Подробно рассмотрены вопросы использования полупроводниковых резисторов в радиосхемах.

Брошюра предназначена для радиолюбителей, а также может быть полезна специалистам, занимающимся конструированием радиоаппаратуры.

3-4-5
299—71

Юлий Владимирович Зайцев,

Александр Никитич Марченко

Полупроводниковые резисторы в радиосхемах

Редактор *А. И. Кривоносов*
Обложка художника *Д. И. Чернышева*
Технический редактор *О. П. Преснякова* Корректор *Р. К. Шилова*

Сдано в набор 1/III 1971 г. Подписано к печати 5/VII 1971 г. Т-09766
Формат 84×108¹/₃₂ Бумага типографская № 2
Усл. печ. л. 5,88 Уч.-изд. л. 7,63
Тираж 35 000 экз. Цена 31 коп. Зак. 89

Издательство „Энергия". Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Московская типография № 10 Главполиграфпрома
Комитета по печати при Совете Министров СССР.
Шлюзовая наб., 10.

ВВЕДЕНИЕ

Последнее десятилетие характеризуется интенсивным развитием полупроводниковой электроники. За этот период значительно расширился ассортимент и улучшены параметры полупроводниковых диодов и транзисторов, были созданы и нашли практическое применение туннельные диоды, варикапы, тиристоры.

Наряду с расширением номенклатуры активных полупроводниковых радиоэлементов разработаны новые типы полупроводниковых резисторов и освоено их массовое производство.

В настоящее время отечественная промышленность выпускает терморезисторы, варисторы и фоторезисторы с разнообразными свойствами, что позволяет широко использовать эти элементы в радиоэлектронной аппаратуре.

В настоящей брошюре излагаются основные направления применения полупроводниковых резисторов в радиосхемах и приводятся конкретные примеры их использования.

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ РЕЗИСТОРЫ

КЛАССИФИКАЦИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ РЕЗИСТОРОВ

Полупроводниковые резисторы — широкий класс приборов, принцип действия которых основан на свойствах полупроводниковых материалов изменять свое сопротивление под действием температуры, электрического напряжения, электромагнитного излучения.

Полупроводниковые терморезисторы — резисторы с нелинейной вольт-амперной характеристикой, электрическое сопротивление которых значительно изменяется при изменении температуры. Условное обозначение терморезисторов в полупроводниковых радиосхемах показано на рис. 1,*а*.

Полупроводниковые терморезисторы выполняются с номинальными сопротивлениями от нескольких ом до десятков мегом, их температурный коэффициент сопротивления (ТКС) в 15—20 раз больше, чем проволочных, малые размеры полупроводниковых терморезисторов обеспечивают им малую инерционность.

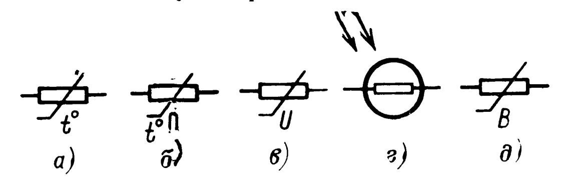


Рис. 1. Условные обозначения полупроводниковых резисторов на принципиальных радиосхемах.

а — терморезистор прямого подогрева; *б* — терморезистор косвенного подогрева; *в* — варистор; *г* — фоторезистор; *д* — магниторезистор.

Терморезисторы, у которых изменение сопротивления термочувствительного элемента происходит за счет выделяющейся в нем мощности или вследствие изменения температуры окружающей среды, называют терморезисторами прямого подогрева. Наряду с такими терморезисторами промышленностью выпускается серия терморезисторов косвенного подогрева, нагревание термочувствительного элемента которых осуществляется от специальной спирали подогрева. При изменении мощности, выделяемой в спирали подогрева, сопротивление терморезистора изменяется плавно. Условное обозначение терморезисторов косвенного подогрева приведено на рис. 1,*б*.

Варисторы — это полупроводниковые резисторы, электрическое сопротивление которых существенно изменяется с изменением приложенного к резистору напряжения. Условное обозначение варистора показано на рис. 1,*в*. На основе полупроводниковых материалов могут быть изготовлены варисторы, у которых увеличение напряжения в 2—3 раза сопровождается уменьшением сопротивления в десятки раз.

Широкое применение в радиоэлектронике получили варисторы с вольт-амперной характеристикой, симметричной относительно начала координат. В последние годы получены также варисторы с несимметричной вольт-амперной характеристикой относительно начала координат.

Фоторезисторы — полупроводниковые резисторы, изменение электрического сопротивления которых обусловлено исключительно действием электромагнитного излучения. Условное обозначение фоторезистора показано на рис. 1,*г*. С увеличением интенсивности излучения сопротивление промышленных фоторезисторов обычно резко уменьшается (рис. 1,*д*).

Магниторезисторы — полупроводниковые резисторы, электрическое сопротивление которых существенно изменяется под действием магнитного поля.

Из рассмотренных видов резисторов наиболее широкое применение в радиосхемах находят полупроводниковые терморезисторы, варисторы и фоторезисторы. Подробно рассмотрим их конструкции и параметры, а также некоторые радиосхемы, в которых они могут быть использованы.

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ТЕРМОРЕЗИСТОРЫ

Основные характеристики терморезисторов. Полупроводниковые терморезисторы прямого подогрева обычно имеют токопроводящий элемент в виде стержня, диска, шайбы или бусинки. Выпускаются терморезисторы с отрицательным и положительным температурным коэффициентом сопротивления (ТКС). Основной особенностью терморезисторов с отрицательным ТКС является значительное уменьшение сопротивления при увеличении температуры, а для терморезисторов с положительным ТКС (позисторов) — его увеличение.

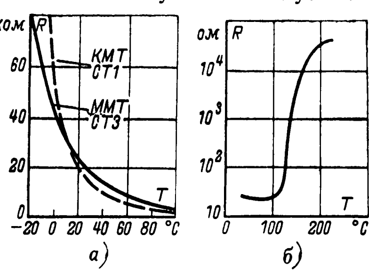


Рис. 2. Температурные зависимости сопротивления терморезисторов с отрицательным ТКС (*а*) и позисторов (*б*).

Температурная зависимость сопротивления является основной характеристикой терморезистора. Этой зависимостью во многом определяются остальные характеристики терморезисторов. Сопротивление терморезистора с отрицательным ТКС в рабочем интервале температур изменяется по экспоненциальному закону:

$$R = A \exp\left(\frac{B}{T}\right), \qquad (1)$$

где A и B — постоянные для данного типа терморезистора коэффициенты; T — температура, °K.

Температурные зависимости сопротивления терморезисторов с отрицательным ТКС приведены на рис. 2,*а*.

Как правило, обычно известно сопротивление терморезистора R_0 при температуре T_0, равной 293° K. Сопротивление терморезистора при какой-либо другой температуре T можно рассчитать по формуле

$$R = R_0 \exp\left[\frac{B(T_0 - T)}{T_0 T}\right]. \tag{2}$$

Постоянную B можно рассчитать, измерив сопротивление терморезистора при температурах T_1 и T_2:

$$B = 2{,}303 \frac{\lg R_1 - \lg R_2}{\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2}}. \tag{3}$$

Температурные зависимости сопротивления терморезисторов с положительным ТКС приведены на рис. 2,*б*.

Важной характеристикой терморезисторов является их статическая вольт-амперная характеристика, которая показывает зависи-

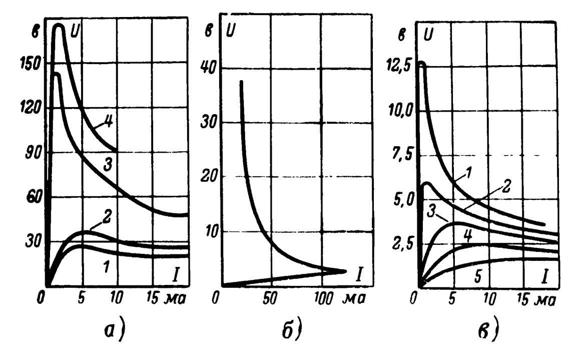


Рис. 3. Вольт-амперные характеристики терморезисторов, находящихся в спокойном воздухе при 20° С.

а — терморезисторы с отрицательным ТКС: *1* — КМТ-1 (20 *ком*); *2* — КМТ-4 (20 *ком*); *3* — КМТ-1 (600 *ком*); *4* — КМТ-4 (600 *ком*); *б* — позистор СТ5-1; *в* — терморезистор косвенного подогрева СТ1-21 с номинальным сопротивлением 100 *ком* и различными значениями тока подогрева. *1* — 0; *2* — 10 *ма*; *3* — 15 *ма*; *4* — 20 *ма*; *5* — 25 *ма*.

мость протекающего через терморезистор тока от величины приложенного напряжения в условиях теплового равновесия между терморезистором и окружающей средой. При протекании тока в терморезисторе выделяется тепло, и его температура повышается. Сопротивление терморезистора определяется температурой окружающей среды и температурой перегрева. Вольт-амперные характеристики терморезисторов (рис. 3) снимают в спокойном воздухе при постоянной температуре окружающей среды.

Вид вольт-амперной характеристики терморезистора определяется его конструкцией, сопротивлением термочувствительного элемента, средой, в которую помещен терморезистор, и степенью тепловой связи между терморезистором и окружающей средой. У терморезисторов косвенного подогрева вид вольт-амперной характеристики определяется также величиной тока, протекающего по спирали подогрева (рис. 3,*в*).

Статическое сопротивление терморезистора в заданной точке вольт-амперной характеристики равно отношению падения напряжения на терморезисторе к току через него:

$$R_c = \frac{U}{I}. \qquad (4)$$

Статическое сопротивление терморезистора вследствие нелинейности вольт-амперной характеристики имеет различные значения в зависимости от приложенного к терморезистору напряжения.

Динамическое сопротивление терморезистора равно пределу отношения приращения напряжения к приращению тока, когда приращение тока стремится к нулю

$$R_д = \lim_{\Delta I \to 0} \frac{\Delta U}{\Delta I} = \frac{dU}{dI}. \qquad (5)$$

Динамическое сопротивление в заданной точке вольт-амперной характеристики может быть определено как отношение приращения падения напряжения ΔU на терморезисторе к бесконечно малому приращению тока ΔI. В точке максимума вольт-амперной характеристики терморезистора с отрицательным ТКС $R_д$ равно нулю, правее точки максимума оно имеет отрицательную величину.

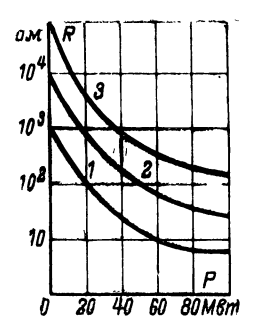


Рис. 4. Подогревные характеристики терморезисторов косвенного подогрева.

1 — СТ3-21 (1 *ком*); 2 — СТ1-21 (10 *ком*); 3 — СТ1-21 (100 *ком*).

Для терморезисторов косвенного подогрева обычно даются подогревные характеристики, устанавливающие связь между сопротивлением терморезистора и мощностью, рассеиваемой в обмотке подогрева (рис. 4).

Параметры терморезистора. Полупроводниковые терморезисторы характеризуются следующими параметрами.

Номинальное сопротивление — сопротивление терморезистора при определенной температуре окружающей среды (для большинства типов терморезисторов указывают номинальное сопротивление или диапазон номинальных сопротивлений при 293° К). Для некоторых типов высокоомных терморезисторов (КМТ-14; СТ1-18; СТ1-19) номинальное сопротивление указывают при температуре 423° К.

Большинство типов терморезисторов выпускают с допустимым отклонением от номинального сопротивления ±10, ±20%.

Температурный коэффициент сопротивления (ТКС) характеризует изменение сопротивления терморезистора под воздействием температуры:

$$\text{ТКС} = \frac{1}{R}\frac{dR}{dT}. \quad (6)$$

Подставляя в это выражение значение R из (1) для терморезисторов с отрицательным ТКС, получим:

$$\text{ТКС} = -\frac{B}{T^2}. \quad (7)$$

При увеличении температуры отрицательный ТКС терморезисторов убывает по абсолютной величине обратно пропорционально квадрату температуры (рис. 5,*а*). У позисторов ТКС резко увеличивается в узком интервале температур (рис. 5,*б*).

Максимальная мощность рассеяния — мощность, при которой терморезисторы, находящиеся в спокойном воздухе при температуре 293±1° К, при протекании тока разогреваются до максимальной рабочей температуры.

Максимальная рабочая температура — температура, при которой характеристики терморезистора остаются стабильными в течение указанного срока службы. При более высоких температурах происходят необратимые изменения, в результате которых терморезистор изменяет свои параметры свыше допустимых значений. Значение максимальной рабочей температуры определяется свойствами материалов, из которых выполнен терморезистор.

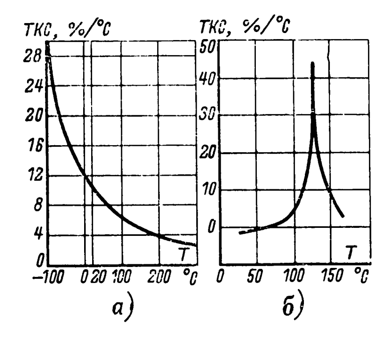


Рис. 5. Температурная зависимость ТКС терморезисторов.

а — для терморезисторов с отрицательным ТКС; *б* — для терморезисторов с положительным ТКС.

Минимальная мощность рассеяния — мощность, при которой у терморезисторов, находящихся в спокойном воздухе при температуре 293±1° К, сопротивление уменьшается от разогрева их током на 1%.

Коэффициент рассеяния H численно равен мощности, рассеиваемой на терморезисторе, при разности температур образца и окружающей среды 1°. Минимальная мощность рассеяния и коэффициент рассеяния зависят от свойств материала терморезистора и характера его теплообмена с окружающей средой.

Коэффициент энергетической чувствительности численно равен мощности, которую необходимо подвести к терморезистору для уменьшения его сопротивления на 1%.

Постоянная времени τ — время, в течение которого температура терморезистора изменяется в e раз (на 63%) при перенесении терморезистора из воздушной среды с температурой 273° К в воздушную среду с температурой 373° К.

Таблица 1

Основные параметры терморезисторов КМТ и ММТ

Тип терморезистора	Пределы номинального сопротивления* (при 20° С), *ком*	Допуск, % (не более)	Интервал рабочих температур, °С		ТКС, %/°С при 20° С	Максимальная мощность рассеяния, *мвт* (не более) при		Постоянная времени, *сек* (не более)	Постоянная *B*, °К	Коэффициент рассеяния *H*, *мвт*/°С	Коэффициент энергетической чувствительности, *мвт*	Срок службы, тыс. *ч* (не менее)	Срок хранения, лет
			от	до		$t_н$	$t_м$						
КМТ-1	22—1 000	20	—60	+180	4,2—8,4	1 000	0,3	85	3 600—7 200	5	1	5	10
ММТ-1	1—220	20	—60	+125	2,4—5,0	600	0,4	85	2 060—4 300	5	1,3	5	10
КМТ-4 (*а* и *б*)	22—1 000	20	—60	+125	4,2—8,4	800	0,3	115	3 600—7 200	6	1	5	10
ММТ-4 (*а* и *б*)	1—220	20	—60	+125	2,4—5,0	700	0,5	115	2 060—4 300	6	2	5	10
ММТ-6	10—100	20	—60	+120	2,4	50	0,1	35	⩾2 060	1,7	0,3	5	2
КМТ-8	0,1—10	10; 20	—40	+70	4,2—8,4	600	1	—	3 600—7 200	13	3	5	8,5
ММТ-8	0,001—1,0	10; 20	—40	+70	2,4—4,0	600	2	—	2 060—3 430	13	4	5	8,5
ММТ-9	0,01—4,7	10; 20	—60	+125	2,4—5,0	—	2	—	2 060—4 300	—	10	5	8,5
КМТ-10 (*а*)	100—3 300	20	0	+120	⩾4,2	**	**	75	⩾3 600	1	—	**	3
КМТ-11	100—3 300	20	0	+120	⩾4,2	**	**	10	⩾3 600	0,8	—	**	3
КМТ-12	0,1—10	30	—40	+120	⩾4,2	—	0,3	—	⩾3 600	7	1,3	5	6,5
ММТ-12	0,0047—1,0	30	—60	+120	2,4—4,0	—	0,5	—	2 060—3 430	7	2,3	5	6,5
ММТ-13 (*а* и *б*)	0,01—2,2	20	—60	+125	2,4—5,0	—	0,3	—	2 060—4 300	—	2	5	8,5
КМТ-14	0,51; 0,91; 160; 200; 330; 4 300; 7 500 (при 150° С)	30	—10	+300	2,3—3,9 (при 150° С)	100	0,03	***	4 100—7 000	0,8	0,1	3	1,5
КМТ-17 (*а* и *б*)	0,3—20	10; 20	—60	+155	⩾4,2	500	0,1	30	⩾3 600	10	0,5	3	4
СТ1-17	0,3—22	10; 20	—60	+100	4,2—7,0	500	0,1	30	3 600—6 000	10	0,5	3	3
СТ1-17	0,033; 0,047; 0,068; 0,01; 0,15; 0,22; 0,33	10; 20	—60	+100	3,0—4,5	500	0,2	30	2 580—3 860	10	0,8	5	3

Продолжение табл. 1

Тип терморезистора	Пределы номинального сопротивления* (при 20° С), *ком*	Допуск, % (не более)	Интервал рабочих температур, °С		ТКС, %/°С при 20° С	Максимальная мощность рассеяния, *мвт* (не более) при		Постоянная времени, *сек* (не более)	Постоянная *В*, °К	Коэффициент рассеяния *Н*, *мвт*/°С	Коэффициент энергетической чувствительности, *мвт*	Срок службы тыс. *ч*, (не менее)	Срок хранения, лет
			от	до		$t_н$	$t_м$						
СТ1-18	1,5; 2,2; 22; 33; 1 500; 2 200 при 150° С	20	—60	+300	2,2—5,0 (при 150° С)	45	0,03	1	4 050—9 000	0,2	0,08	5	3
СТ3-18	0,68; 1,0; 1,5; 2,2; 3,3	20	—90	+125	2,6—4,1	15	0,02	1	2 250—3 520	0,18	0,05	3	3
СТ1-19	3,3; 4,7; 6,8; 10; 100; 150; 1 500; 2 200 при 150° С	20	—60	+300	2,35—4,0 (при 150° С)	60	0,05	3	4 230—7 200	0,6	0,15	3	3
СТ3-19	2,2; 10; 15	20	—90	+125	3,4—4,5	45	0,04	3	2 900—3 850	0,5	0,12	3	3
СТ3-22	1 при 25° С	30	—60	+85	3,05—4,15	8—12****	6—9****	15	2 700—3 700	0,06	—	10	7
СТ3-23	0,0022; 0,0027; 0,0033; 0,0039; 0,0047	10; 20	0	+125	3,05—3,75	—	3	—	2 600—3 200	9	2,5	5	3
СТ3-24	0,68; 1; 0; 2,2; 3,3	20	—60	+85	2,6—4,1	—	—	—	2 250—3 520	—	0,15	5	3
СТ3-25	1,5; 2,2; 3,3	20	—100	+125	3,05—3,75	8	0,01	0,4	2 600—3 200	0,08	0,02	3	3
СТ2-26	1,0—10	20	—60	+125	2,4—5,0	—	—	—	2 060—4 300	—	—	5	3
СТ3-26	0,1—0,68	20	—60	+125	2,4—5,0	—	—	—	2 060—4 300	—	—	5	3

* Промежуточные значения номинального сопротивления соответствуют шкале ГОСТ 2825—63.

** Рассчитаны на 200 аварийных срабатываний системы теплового контроля при максимальной мощности рассеяния на терморезисторе не более 0,25 *вт* в течение 2 *сек*.

*** 10 *сек* в режиме нагрева и 60 *сек* в режиме охлаждения.

**** Мощность, при которой сопротивление полупроводникового элемента равно 20 *ом*; $t_н$ — номинальная температура окружающей среды, равная 20° С; $t_м$ — максимальная рабочая температура.

Таблица 2

Основные параметры терморезисторов Т8

Параметры терморезисторов	Тип терморезистора										
	Т8Д	Т8Е	Т8М	Т8Р	Т8С1	Т8С2	Т8С3	Т9	Т8С1М	Т8С2М	Т8С3М
Сопротивление в рабочей точке при 20° С, *ом* . . .	150	150	200	125	120	150	150	125	120	150	150
Минимальное значение мощности в рабочей точке при 20° С, *мвт*	10	7	9	7	9,5	8	7	7	9,5	8	7
Максимальное значение мощности в рабочей точке при 20° С, *мвт*	15	10	11	12	24	19	23	19	24	19	23
Чувствительность в рабочей точке, *ом мвт*	20—30	30—70	66—90	10—19	10—40	12—25	10—50	10—40	10—40	12—25	10—50
Постоянная *B*, °K	от 1 500 до 5 000										
Температурный коэффициент, %/°C	от —1,0 до —5,8										
Постоянная времени, *сек* . .	от 0,5 до 2,5										

Постоянная времени характеризует тепловую инерционность терморезистора, которая определяется его конструкцией и размерами, а также теплопроводностью элементов конструкции терморезистора и окружающей средой. С увеличением размеров увеличивается и постоянная времени терморезистора.

Стабильность характеристик терморезистора является одним из важных параметров, определяющих качество выполнения терморезистора и совершенство технологии его изготовления. При эксплуатации в допустимых режимах терморезисторы имеют высокую стабильность и, как правило, работают значительно дольше указываемых сроков службы.

Основные параметры терморезисторов приведены в табл. 1—6.

Конструкции терморезисторов. Терморезисторы с отрицательным ТКС выполняются в основном из полупроводниковых материалов, представляющих собой смеси окислов металлов и обладающих боль-

Таблица 3

Основные параметры терморезисторов косвенного подогрева типа ТКП

Параметры терморезисторов	Типы терморезисторов			
	ТКП-20	ТКП-50А	ТПК-50Б	ТКП-300
Сопротивление в холодном состоянии, *ком*	0,5	2,0	0,75	10
Температурный коэффициент, %/° С	—2,0	—2,3	—2,3	—3,5
Номинальная мощность подогрева, *мвт*	160	160	160	20
Сопротивление терморезистора при номинальной мощности, *ом*	20	50	50	300
Постоянная *B*, °К	1 850	3 200	3 200	3 000
Пробивное напряжение между рабочим телом и подогревателем, *в*	150	150	150	50
Максимальный рабочий ток через подогреватель, *ма*	40	35	35	20
Номинальный ток через подогреватель, *ма*	30	25	25	15
Сопротивление подогревателя при токе через обмотку 10 *ма*, *ом*	40	40	40	30
Коэффициент энергетической чувствительности, *мвт*/%	0,00295	0,04654	0,04654	0,0919
Максимальная мощность в обмотке подогревателя при максимальном рабочем токе, *мвт*	180±40	160±40	160±40	20±40
Максимальный ток через подогреватель, *ма*	49	45	45	25
Постоянная времени, *сек*	143	114	114	13,5
Срок службы, *ч*	3 000	3 000	3 000	3 000

Таблица 4

Основные параметры терморезисторов косвенного подогрева типа СТ

Наименование параметров	СТ1-21	СТ1-27	СТ3-21	СТ3-27
Номинальное сопротивление при +25° С, *ком*	10, 33, 100	33	1	2,2
Минимальное сопротивление терморезистора в нагретом состоянии, *ом*	50, 150, 300	150	10	30
Номинальная мощность, *мвт*	60	70	60	70
Сопротивление подогревателя, *ом*	100	100	100	100
Максимальное напряжение между подогревателем и термочувствительным элементом, *в*	100	40	100	40
Постоянная времени, *сек* . . .	20	5	20	5

шим отрицательным температурным коэффициентом удельного сопротивления *ТКρ*. На основе смесей окислов меди и марганца получены полупроводниковые материалы с удельным сопротивлением 10^1—10^8 *ом · см*. Удельное сопротивление кобальто-марганцевых окисных полупроводников составляет 10^3—10^9 *ом · см*. Использование этих

Таблица 5

Основные параметры терморезисторов ТП

Параметры терморезисторов	Тип терморезисторов		
	ТП 2/0,5	ТП 2/2	ТП 6/2
Номинальное напряжение, *в*	2,0	2,0	6,0
Общий предел стабилизации, *в* . . .	1,6—3,0	1,6—3,0	4,2—7,8
Рабочая область по току, *ма*	0,2—2,0	0,4—6,0	0,4—6,0
Средний рабочий ток, *ма*	0,5	2,0	2,0
Максимально допустимое изменение подводимого напряжения, *в*	0,4	0,4	1,2
Предельно допустимая кратковременная перегрузка, *ма*	4,0	12,0	12,0
Максимальная продолжительность перегрузки, *сек*	2	2	2
Сопротивление изоляции между рабочими выводами при относительной влажности 95%, *Мом*	5	5	5
Постоянная *B*, °K	От 3 900 до 15 800		
Срок службы, *ч*	5 000	5 000	5 000
Диаметр рабочего тела, *мм*	От 0,2 до 0,3		
Длина рабочего тела, *мм*	От 0,6 до 1,3		
Масса, *г*	45	45	45

материалов позволило получить терморезисторы с широким диапазоном номинальных сопротивлений, большим отрицательным ТКС.

Терморезисторы с положительным ТКС выполняются на основе титано-бариевой керамики. Введение в титанат бария таких примесей, как лантан или церий в небольших количествах (0,1—0,3 *ат.* %), приводит к уменьшению удельного объемного сопротивления материала до 10—100 *ом · см*. Такой материал обладает аномальной температурной зависимостью сопротивления (в узком интервале температур его удельное сопротивление увеличивается на несколько порядков).

Таблица 6

Основные параметры позисторов

Параметры терморезисторов	СТ5-1	СТ6-1А	СТ6-1Б	СТ6-2Б	СТ6-3Б
Сопротивление при 20° С, *ом*	20—150	40—400	100—700	10—100	1 000—10 000
Максимальная мощность рассеяния при 20° С, *вт*	0,8	1,1	0,8	1,3	0,2
Диапазон рабочих температур, °С	—60÷+200	—60÷+155	—60÷+125	—60÷+125	—60÷+125
Температурный интервал положительного ТКС, °С	120—190	40—155	20—125	0—125	10—125
Кратность изменения сопротивления в области положительного ТКС	10^3	10^3	10^3	10^3	10^3
Величина максимального ТКС (не менее), %/°С	15	10	15	15	15
Температурный интервал максимального ТКС, °С	120—130	90—120	70—100	70—95	60—90
Коэффициент рассеяния, *мвт/град*	4	8—9	8—9	12—14	0,2—0,25
Постоянная времени, *сек*	10—15	10—15	10—15	—	5

Промышленность в настоящее время выпускает широкий ассортимент полупроводниковых терморезисторов. Наиболее распространенные терморезисторы с отрицательным ТКС выполняются на основе медно-марганцевых (ММТ и СТ2), кобальто-марганцевых (КМТ и СТ1) и медно-кобальто-марганцевых (СТ3) оксидных полупроводников.

Конструктивное оформление терморезисторов весьма разнообразно (рис. 6 и 7): они выполняются в виде цилиндрических стержней (КМТ-1, ММТ-1, КМТ-4, ММТ-4 и др.), дисков (СТ1-17, СТ3-17, СТ5-1 и др.), миниатюрных бусинок (СТ1-18, СТ1-19 и др.) и плоских прямоугольников (СТ3-23 и др.).

Для защиты от воздействия окружающей среды проводящие элементы терморезисторов покрывают специальными эмалями и лаками или помещают в герметичный корпус. Терморезисторы типов КМТ-1

и ММТ-1 по внешнему виду подобны постоянным металлопленочным резисторам типа МЛТ и в отличие от последних покрыты органической эмалью зеленого цвета. Герметизированные терморезисторы КМТ-4 и ММТ-4 могут использоваться в условиях повышенной влажности, а также в жидкой среде. Терморезисторы типов КМТ-8 и ММТ-8 состоят из шайб, скрепленных болтом и заключенных в металлический корпус с лепестковыми выводами. Корпус внутри заполнен специальным компаундом. Эти терморезисторы применяют главным образом в электроизмерительных приборах высокой точности для температурной компенсации.

Терморезистор ММТ-9 выполнен в виде шайбы, плоские поверхности которой покрыты слоями серебра, являющимися электродами. Комплектуя шайбы, выполняют терморезистор с заданными характеристиками.

Особенностью бусинковых терморезисторов типов СТ1-18, СТ3-18 и СТ3-25 является то, что термочувствительный элемент для защиты от внешних воздействий покрыт тонким слоем стекла, а тонкие платиновые контакты приварены или припаяны (СТ3-25) к траверсам из толстой проволоки.

Терморезисторы типов СТ1-18 и СТ3-18 имеют бусинку диаметром 0,5 *мм* (выводы диаметром до 0,05 *мм*), терморезисторы типов СТ3-25 — 0,3 и 0,03 *мм* соответственно. Терморезисторы типов КМТ-1, СТ1-19 и СТ3-19 имеют герметичную конструкцию. Термочувствительный элемент резистора КМТ-14 — бусинка диаметром не более 0,5 *мм*, нанесенная на две параллельные платиновые проволоки, приваренные к платиновым выводам диаметром 0,4 *мм*. Бусинка герметизирована в коническом конце стеклянной трубки, которая является корпусом терморезистора.

Термочувствительные элементы терморезисторов СТ1-19 и СТ3-19 помещены в конец миниатюрной капсулы, которая защищает термочувствительный элемент и места соединения контактов с выводами. Терморезисторы СТ1-19 и СТ3-19 имеют меньшие размеры по сравнению с терморезисторами КМТ-14 и более стойки к механическим нагрузкам.

Промышленность выпускает также измерительные терморезисторы, предназначенные для измерений в маломощных цепях сверхвысокочастотных колебаний. Для этой цели используют терморезисторы типа Т8. Чувствительный элемент этих терморезисторов — бусинка из полупроводникового материала, укрепленная на тонких проводниках в стеклянной оболочке или без нее.

Терморезисторы типа ТП (ТП2/0,5, ТП2/2, ТП/2 — цифры в числителе указывают номинальное напряжение в вольтах, а в знаменателе — средний рабочий ток в миллиамперах) предназначены для стабилизации напряжения в цепях постоянного и переменного тока с частотой до 150 *кгц*. По конструкции они представляют собой круглые спрессованные стержни, заключенные в стеклянный баллон, воздух из которого откачивают до давления около 10^{-5} *мм рт. ст.*

Терморезисторы косвенного подогрева ТКП, СТ1-21, СТ3-21 и СТ3-27 применяют в радиотехнических устройствах и схемах автоматики в качестве регулируемых бесконтактных резисторов. Рабочий элемент и подогреватель терморезисторов типа ТКП помещены в стеклянный баллон с нормальным октальным цоколем. Разработанные в последние годы типы терморезисторов СТ1-21, СТ3-21 и СТ3-27 имеют более совершенную конструкцию по сравнению с терморезисторами ТКП.

ВАРИСТОРЫ

Выпускаемые промышленностью варисторы представляют собой нелинейные полупроводниковые резисторы объемного типа с изменяющимся в зависимости от напряжения сопротивлением.

Вольт-амперная характеристика — одна из основных характеристик варистора. Ее можно представить уравнением

$$I = BU^{\beta}, \qquad (8$$

где B и β — коэффициенты.

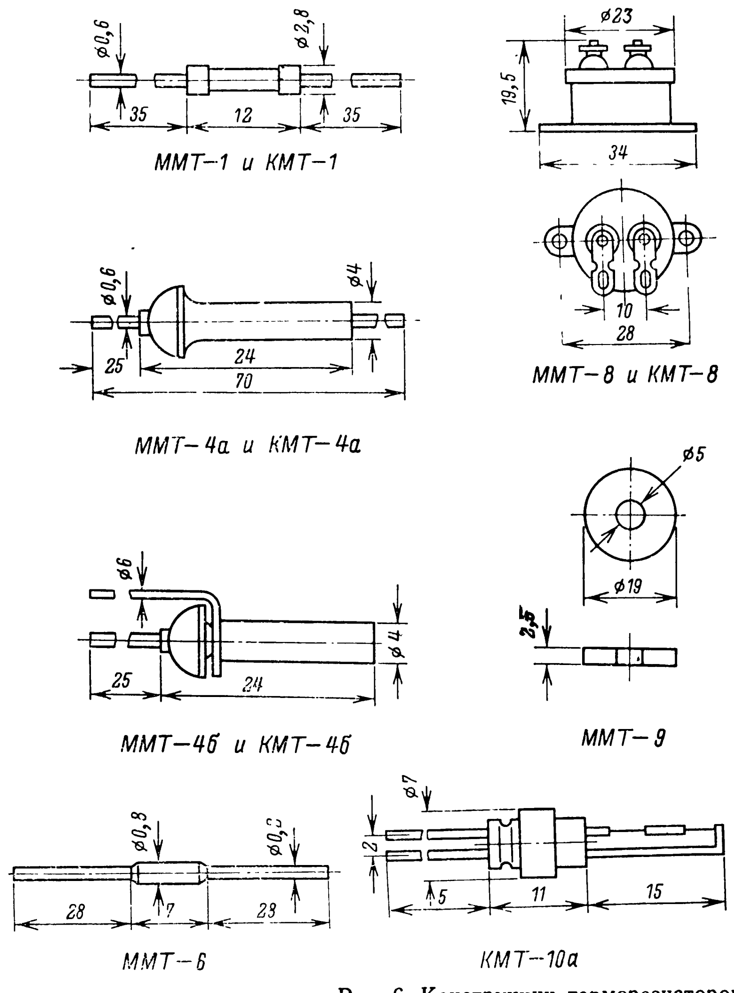


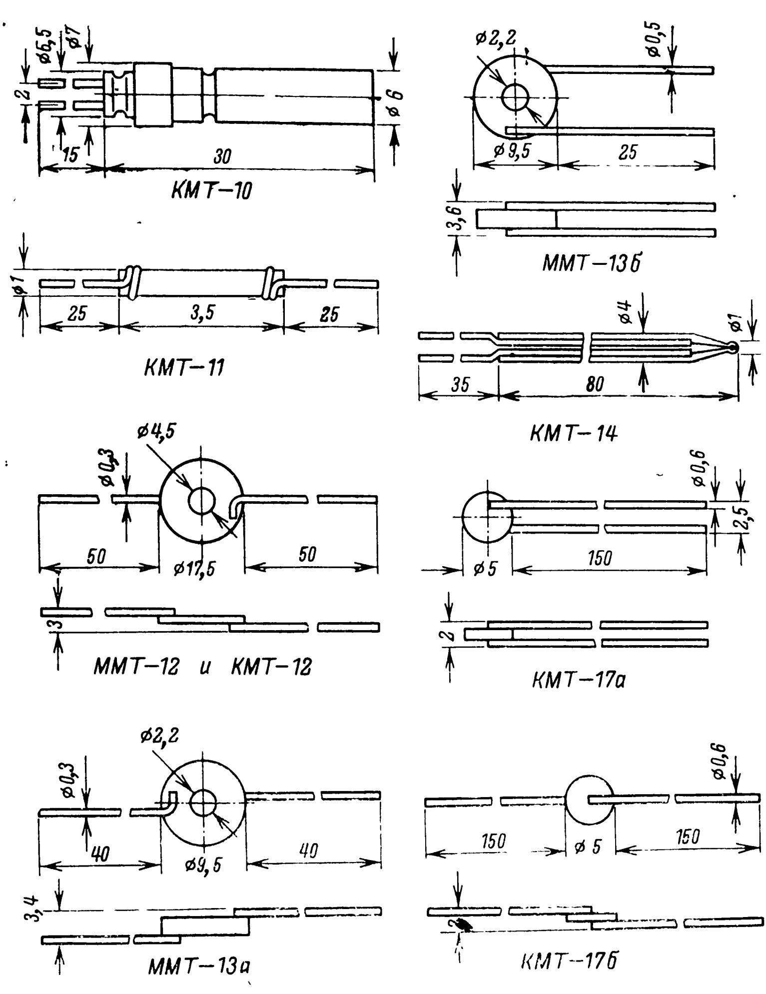
Рис. 6. Конструкции терморезисторов

Типичные вольт-амперные характеристики варисторов приведены на рис. 8.

Параметры варисторов.

Коэффициент нелинейности β — характеризует степень нелинейности вольт-амперной характеристики варистора и равен отношению статического сопротивления $R_с$ к динамическому $R_д$ в заданной точке вольт-амперной характеристики:

$$\beta = \frac{R_с}{R_д} = \frac{UdI}{IdU}. \qquad (9)$$



типов ММТ и КМТ.

Для обычного резистора это отношение равно единице, а для варистора оно больше единицы.

Для определения коэффициента нелинейности измеряют токи I_1 и I_2, протекающие через варистор, при приложенных к нему напряжениях U_1 и U_2 соответственно:

$$\beta = \frac{\lg (I_2/I_1)}{\lg (U_2/U_1)}. \quad (10)$$

Классификационное напряжение $U_{кл}$ — напряжение на варисторе при заданном значении тока. Классификационное напряжение широко распространенных варисторов обычно определяют при токах от 2 до 20 *ма*. Классификационное напряжение не явля-

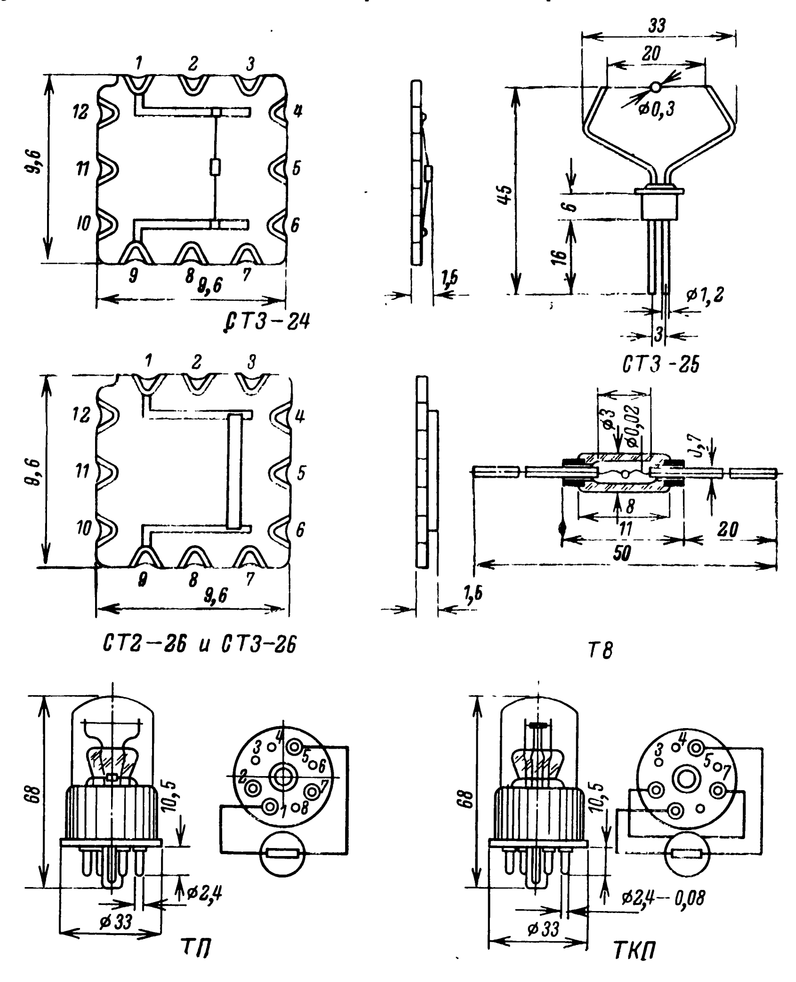


Рис. 7. Конструкции терморезисто

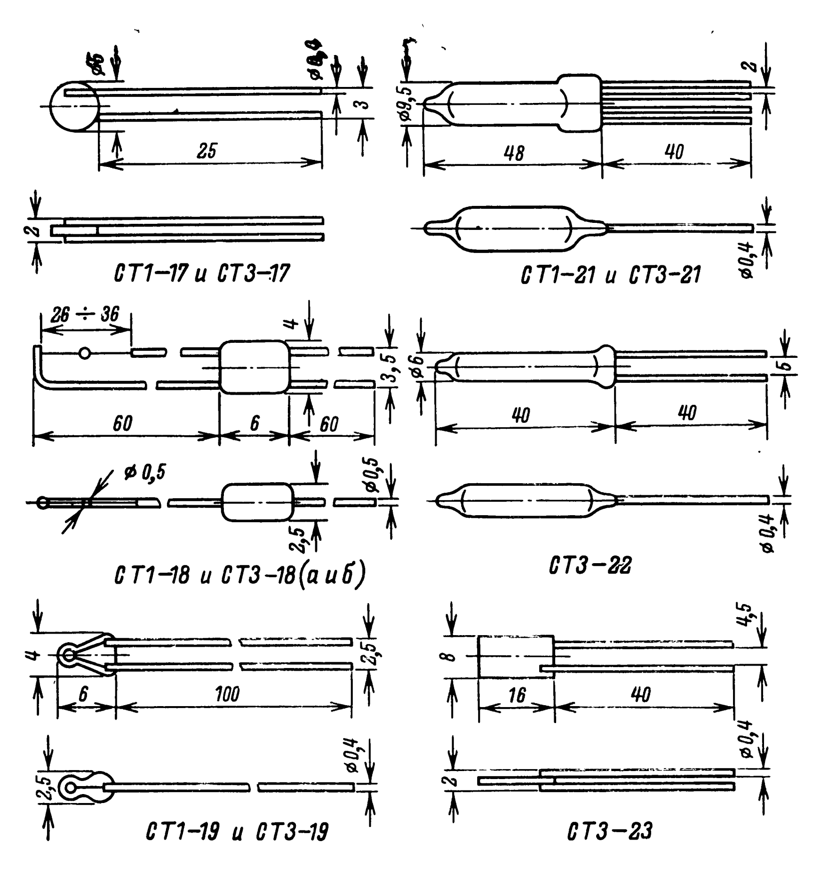
ется эксплуатационным параметром варистора. Рабочее напряжение варистора выбирают, исходя из допустимой мощности рассеяния варистора и максимально допустимого значения амплитуды напряжения.

Классификационный ток $I_{кл}$ — ток, при котором определяют классификационное напряжение варистора. При изготовлении варисторов стремятся получить вольт-амперную характеристику с минимальной асимметрией. Величину асимметрии токов варистора можно рассчитать по формуле

$$\delta = \frac{I'_2 - I'_1}{I'_1} \cdot 100\%, \qquad (11)$$

где I'_1 и I'_2 — токи варистора при различных полярностях и одном и том же численном значении приложенного напряжения.

Полупроводниковые варисторы типа СН1 имеют асимметрию токов не более 10%.



Номинальная мощность рассеяния — мощность, при которой в течение заданного срока службы изменение параметров варистора не превышает установленных норм.

Температурный коэффициент тока характеризует изменение вольт-амперной характеристики при изменении температуры

$$TKI=\frac{I''_2 - I''_1}{I''_1 (T_2 - T_1)} \cdot 100\%, \qquad (12)$$

где I''_1 — ток варистора при температуре $T_1=293°$ K; I''_2 — ток варистора при температуре $T_2=373°$ K.

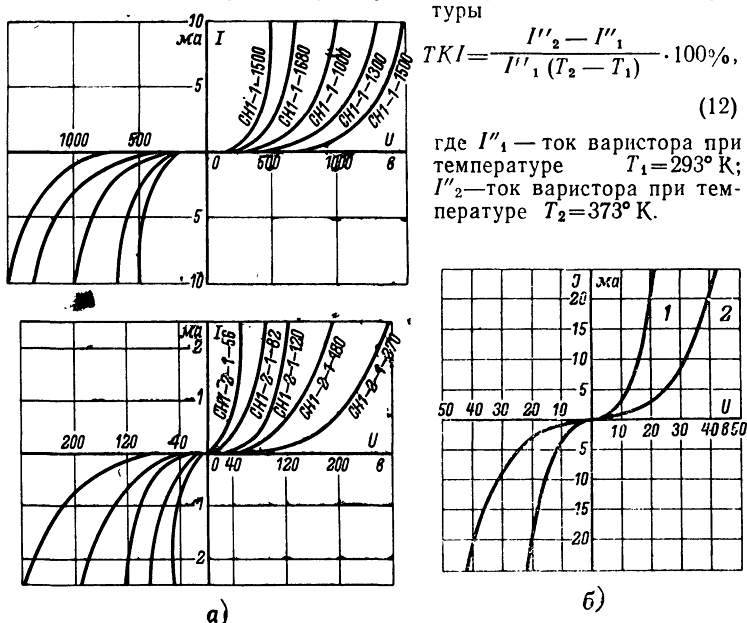


Рис. 8. Вольт-амперные характеристики варисторов.

а — СН1; *б* — СН2 (*1* — варистор на двух нелинейных элементах; *2* — варистор на четырех нелинейных элементах).

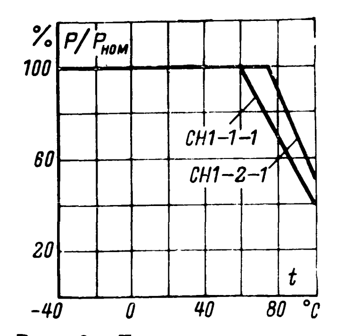


Рис. 9. Допустимые электрические нагрузки варисторов при различных температурах окружающей среды.

Основные параметры варисторов типа СН1 приведены в табл. 7.

Для маркировки варисторов используют обычно буквенно-цифровой код, например СН1-2-1-100, который расшифровывается так: СН — сопротивление нелинейное; первая цифра — код материала, используемого в проводящем элементе (1 — карбид кремния; 2 — селен); вторая цифра — код конструкции (1 — стержневая; 2 — дисковая), третья — порядковый номер разработки и далее классификационное напряжение в вольтах. Изделия, разработанные в последние годы, кодируются обычно двумя цифрами, например СН1-6.

При повышении температуры окружающей среды электрическая

Таблица 7

Основные параметры варисторов на основе карбида кремния

Тип варистора	Номинальная мощность рассеяния, *вт*	Классификационное напряжение, *в*	Допуск по $U_{кл}$, %	Классификационный ток, *ма*	Коэффициент нелинейности β, не менее	Интервал рабочих температур, °С	Габаритные размеры, *мм*
СН1-1-1	1	560 680 820 1 000 1 200 1 300 1 500	±10	10	3,6 4,0 4,0 4,0 4,0 4,5 4,5	—40÷+100	⌀ 7,5×18
СН1-1-2	0,8	560 680 820 1 000 1 200 1 300 1 500	±10	10	3,5 4,0 4,0 4,0 4,0 4,5 4,5	—40÷+100	⌀ 5,2×16
СН1-2-1	1	56—270	±10; ±20	2	3,5	—40÷+100	⌀ 16×(1—8)
СН1-2-2	1	15—33 47—100	±10; ±20	3	3,0 3,5	—40÷+100	⌀ 12×(2—4)
СН1-3 СН1-6	0,1 2,5	5,6—27 33	±10 ±10	5 20	2,0 4,0	—40÷+75 —40÷+100	9,6×9,6* ⌀ 34×9

* Указан размер стандартной платы.

Примечание. В обозначении варисторов указывается обычно классификационное напряжение (в вольтах) и допускаемое отклонение (в процентах) от классификационного напряжения. Так, например, полное обозначение варистора стержневого типа с классификационным напряжением 1 200 *в* и допускаемым отклонением ±10% имеет вид: СН1-1-1—1 200±10%. В обозначении варисторов, выпускаемых в тропическом исполнении, добавляется буква Т (СН1-1-1—1 200±20% Т).

нагрузка варистора должна быть снижена в соответствии с графиками, приведенными на рис. 9. Максимально допустимая температура проводящего элемента варистора составляет 398° К.

При нормальных условиях эксплуатации варисторы обладают высокой стабильностью параметров.

Срок службы варисторов, гарантируемый заводами-изготовителями, составляет 3 000 *ч*. В течение указанного срока изменение классификационного напряжения варисторов не превышает ±5%

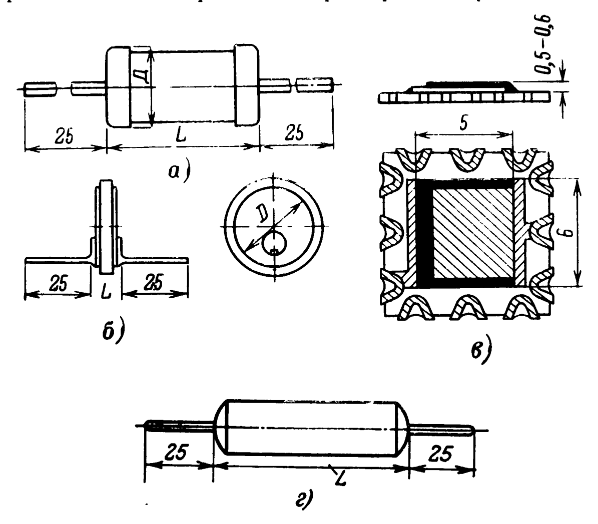


Рис. 10. Конструкции варисторов.

а — СН1-1-1 и СН1-1-2; *б* — СН1-2-1 и СН1-2-2; *в* — СН-1-3, *г* — СН-2.

Конструкции варисторов. Основным исходным материалом при создании варисторов служит порошкообразный карбид кремния. Высокая механическая прочность проводящих элементов достигается применением специальных связующих компонентов. Путем прессования и спекания при высокой температуре из карбида кремния с добавкой связующих керамических материалов получают проводящие элементы в форме цилиндрических стержней и дисков. После создания контактов и стабилизации параметров проводящий элемент покрывают специальным лаком для защиты от воздействия внешней среды.

Варисторы типов СН1-1-1 и СН1-1-2 представляют собой стержни, торцы которых армированы металлическими колпачками с проволочными выводами (рис. 10,*а*). Конструкция дисковых варисторов СН1-2-1 и СН1-2-2 показана на рис. 10,*б*.

У варистора в микромодульном исполнении СН1-3, предназначенного для применения в микросхемах, токопроводящий элемент укреплен на стандартной керамической плате размером 9,6×9,6 *мм* (рис. 10,*в*).

В 1968—1970 гг. разработаны варисторы на основе селена (табл. 8). Вольт-амперные характеристики варисторов показаны на

рис. 8,*б*. Селеновые варисторы имеют высокое значение коэффициента нелинейности (5-8), высокую перегрузочную способность, небольшую стоимость.

Таблица 8

Параметры полупроводниковых варисторов на основе селена

Тип варисторов	Номинальная мощность рассеяния, *вт*	Классификационное напряжение, *в*	Классификационный ток, *ма*	Коэффициент нелинейности β, не менее	Интервал рабочих температур, °С
СН2	0,5	10—100	5	5	—60÷100
	1	10—100	10	5	—60÷100
	2	10—100	10	6	—60÷100

Проводящий элемент варистора комплектуется из четного числа отдельных проводящих элементов, обладающих идентичными классификационными напряжениями и близкими значениями коэффициента нелинейности. Варисторы СН2 выдерживают вибрацию в диапазоне частот от 10 до 600 *гц* с ускорением до 10 *g*, а также линейные нагрузки с ускорением до 25 *g*.

ФОТОРЕЗИСТОРЫ

Светочувствительный элемент фоторезистора представляет собой прямоугольную или круглую таблетку, спрессованную из полупроводникового материала, или тонкую пленку на стеклянной подложке, с электродами с малым переходным сопротивлением.

Принципиальное устройство фоторезистора и обычная схема его включения в цепь приведены на рис. 11.

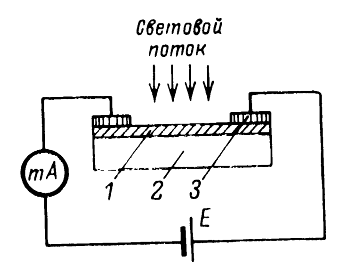


Рис. 11. Устройство фоторезистора и схема его включения.

1 — светочувствительный полупроводниковый слой; *2* — изоляционное основание; *3* — металлические электроды.

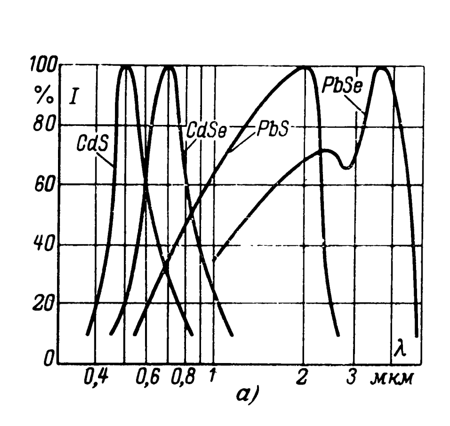
В настоящее время наиболее широкое распространение получили фоторезисторы, получаемые на основе сернистого и селенистого свинца, сернистого или селенистого кадмия.

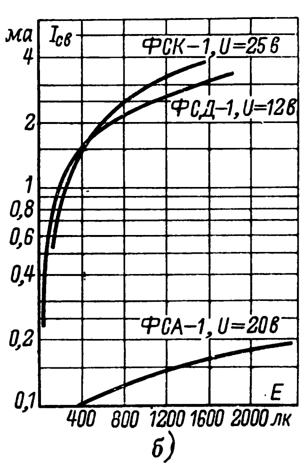
Основные характеристики фоторезисторов. Каждый фоторезистор обладает определенными характеристиками, которые дают возможность установить наиболее эффективную область его применения. К основным характеристикам фоторезисторов необходимо отнести спектральную, люкс-амперную, вольт-амперную и частотную характеристики.

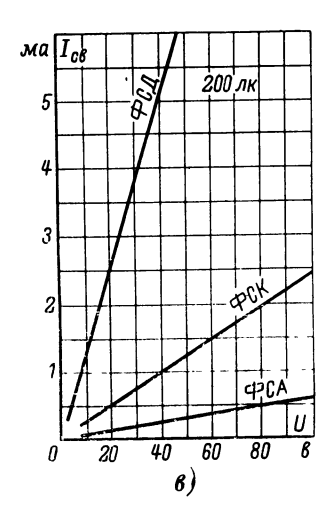
Спектральная характеристика характеризует чувствительность фоторезистора при действии на него излучения определенной длины волны и определяется свойствами материала светочувствительного элемента. Сернисто-кадмиевые фоторезисторы имеют высокую чувствительность в видимой области спектра, селенисто-

кадмиевые — в красной и ближней инфракрасной области спектра. У сернисто-свинцовых и селенисто-свинцовых фоторезисторов максимум чувствительности лежит в инфракрасной области спектра (рис. 12,*а*).

Люкс-амперная характеристика фоторезистора показывает зависимость тока, протекающего по фоторезистору, от интенсивности падающего потока излучения. Полупроводниковые фоторезисторы имеют обычно нелинейные люкс-амперные характеристики (рис. 12,*б*).







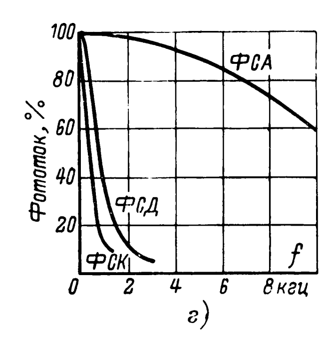


Рис. 12. Основные характеристики фоторезисторов.

а — спектральные характеристики фоторезисторов, выполненных из CdS, CdSe, PbS, PbSe; *б* — люкс-амперные характеристики; *в* — вольт-амперные характеристики при освещенности 200 *лк*; *г* — частотные характеристики.

Вольт-амперные характеристики фоторезисторов линейны в широком интервале напряжений (рис. 12,*в*). Эта закономерность нарушается только в области малых напряжений.

Частотная характеристика характеризует инерционность фоторезистора. При изменении освещенности фоторезистора протекающий по фоторезистору ток достигает нового установившегося значения спустя некоторый промежуток времени. Наличие инерционности фоторезисторов приводит к тому, что величина тока, протекающего по фоторезистору, зависит от частоты модуляции падающего потока излучения. Частотные характеристики фоторезисторов показаны на рис. 12,*г*.

Параметры фоторезисторов. Темновое сопротивление $R_т$ — сопротивление фоторезистора при полной защите проводящего элемента от воздействия потока излучения. Для большинства типов фоторезисторов установлен нижний предел темнового сопротивления. Для сернисто-свинцовых и селенисто-свинцовых фоторезисторов обычно указывают диапазон значений темнового сопротивления. Промежуточные значения соответствуют шкале ГОСТ 2825-63. Допустимое отклонение темнового сопротивления обычно составляет ±20%.

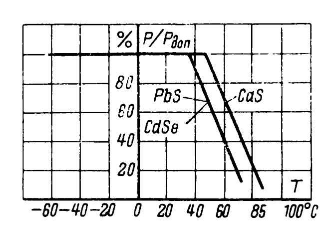


Рис. 13. Допустимые электрические нагрузки фоторезисторов, выполненных из различных полупроводниковых материалов.

Кратность изменения сопротивления $R_т/R_{св}$ — отношение темнового сопротивления фоторезистора к его сопротивлению при а освещенности 200 *лк* от источника излучения с цветовой температурой 2 850° К [1].

Темновой ток $I_т$ — ток, который протекает через фоторезистор, включенный в цепь с источником э. д. с. при полной защите проводящего элемента от потока излучения. Для каждого типа фоторезистора указывается максимальное значение темнового тока при максимальном значении напряжения. Минимальное значение $I_т$ может быть в 10—100 раз меньше максимального.

Световой ток $I_с$ — ток фоторезистора при рабочем напряжении и освещенности 200 *лк* от источника излучения с цветовой температурой 2 850° К. Обычно устанавливается только минимальное значение $I_с$.

Фототок $I_ф$ — разность между световым током и темновым током фоторезистора.

Чувствительность фоторезистора — отношение фототока, определенного при освещенности 200 *лк* и соответствующем рабочем напряжении к величине светового потока.

Удельная чувствительность — отношение фототока к произведению падающего на фоторезистор светового потока и приложенного к нему напряжения

$$K = \frac{I_ф}{ФU}, \quad (13)$$

[1] Цветовая температура — условная температура нагретого тела, определяемая на основании сравнения его цвета с цветом абсолютно черного тела.

где $I_ф$ — фототок при освещенности 200 *лк*, *мка*; $Ф$ — световой поток, *лм*; U — напряжение, *в*.

В видимой части спектра величина светового потока определяется соотношением

$$Ф = 10^{-4}\ ES, \qquad (14)$$

где E — освещенность, *лк*; S — площадь светочувствительного элемента, *см*².

С учетом последней формулы выражение для удельной чувствительности принимает вид:

$$K = 10^{4} \frac{I_ф}{ESU}. \qquad (15)$$

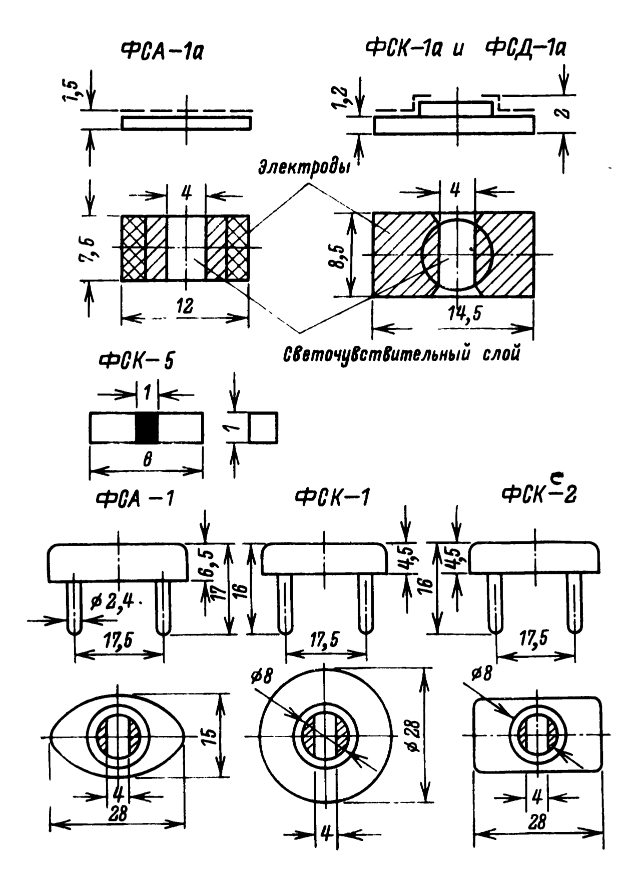


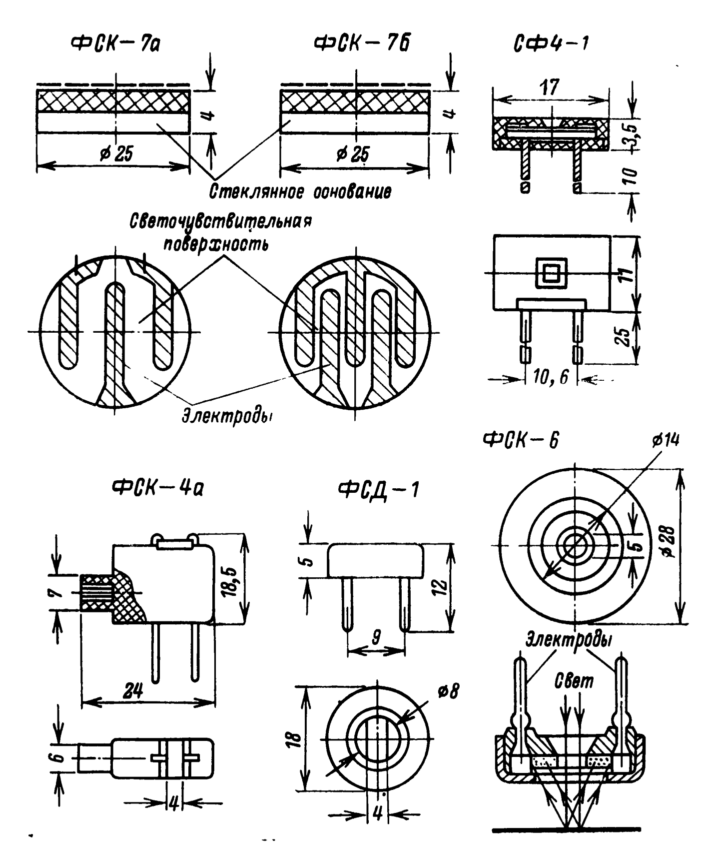
Рис. 14. Конструктивное оформление бескорпусных фоторези-

Номинальная мощность рассеяния ограничивает электрическую нагрузку фоторезистора. Если мощность превышает номинальную, может иметь место необратимое изменение параметров фоторезисторов.

При повышении температуры окружающей среды допустимая электрическая нагрузка фоторезисторов должна быть снижена в соответствии с рис. 13.

Рабочее напряжение — напряжение, при котором фоторезистор сохраняет свои параметры в заданных пределах в течение указанного срока службы.

Постоянная времени τ характеризует инерционность фоторезистора и представляет собой время, в течение которого фото-



сторов и фоторезисторов в пластмассовых корпусах.

ток изменяется в *e* раз при освещении или затемнении фоторезистора по отношению к установившемуся значению.

Основные параметры полупроводниковых фоторезисторов приведены в табл. 9—10.

Конструкции фоторезисторов. Светочувствительные элементы фоторезисторов обычно помещаются в пластмассовый или металлический корпус. Когда требуются фоторезисторы с малыми габаритами, они выполняются без корпуса. Конструктивное оформление фоторезисторов показано на рис. 14, 15.

Включение бескорпусных фоторезисторов в электрическую цепь рекомендуется производить с помощью прижимных контактов, так как нагревание светочувствительных элементов при пайке может привести к необратимому изменению параметров фоторезисторов.

Фоторезисторы ФСК-5 часто комплектуют в специальные блоки.

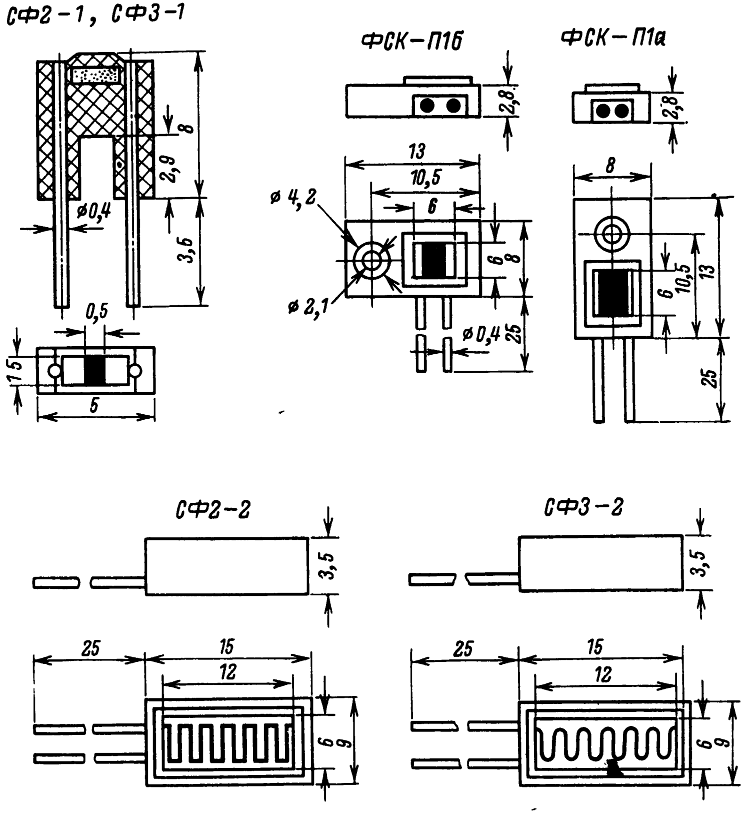
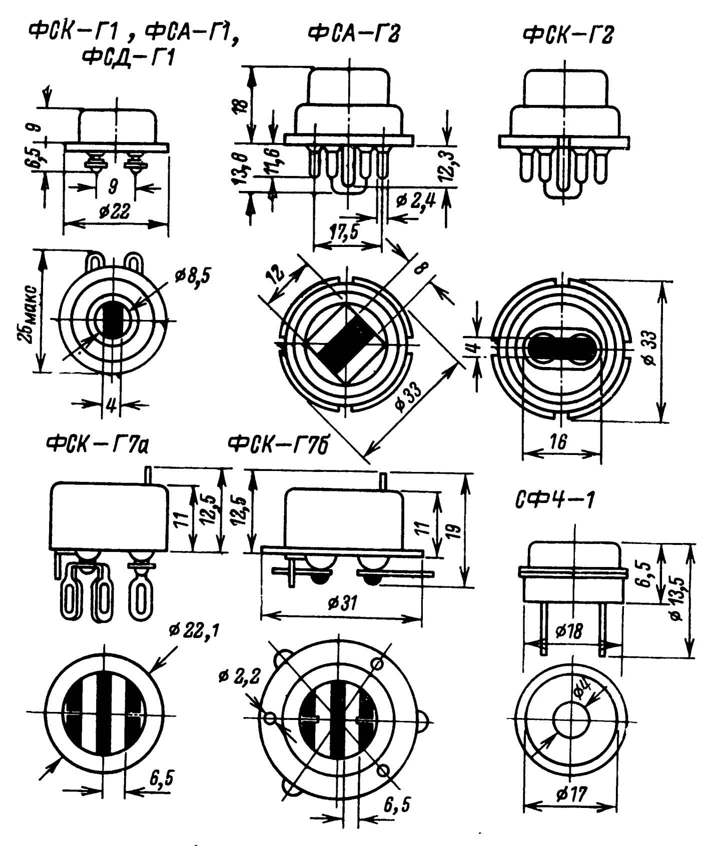


Рис. 15. Конструктивное оформление герметизированных

Фоторезисторы типов ФСК-1, ФСК-2, ФСА-6 и ФСК-6 могут быть включены в октальную радиоламповую панель, а фоторезистор ФСД-1—в семиштырьковую панель. Фоторезисторы ФСК-6 и ФСА-6 предназначены для работы в отраженном свете.

Герметизированные фоторезисторы ФСА-Г2 и ФСК-Г2 имеют октальный радиоламповый цоколь, обеспечивающий их включение в стандартную панель. Допускается эксплуатация герметизированных фоторезисторов в условиях повышенной влажности и в жидких непроводящих средах.

Миниатюрные фоторезисторы СФ2-1 и СФ3-1 имеют одинаковые пластмассовые основания, на торцах которых помещены миниатюрные светочувствительные элементы, защищенные от воздействия окружающей среды пленкой прозрачной эпоксидной смолы.



и миниатюрных фоторезисторов.

Таблица 9

Параметры сернисто-кадмиевых и селенисто-кадмиевых фоторезисторов

Тип фоторезистора		Допустимая мощность рассеяния, *вт*	Рабочее напряжение, *в*	Темновое сопротивление (не менее), *Мом*	Темновой ток, *мка*		Световой ток, *мка*		Фототок, *мка* (среднее значение)	$R_т/R_{св}$		Интегральная чувствительность, *в/лм*	*K*, *мка/лм·в*, среднее значение	*K*, *мка/лк·в*, среднее значение
					Максимум (ТУ, ГОСТ)	Среднее значение	Минимум (ТУ, ГОСТ)	Среднее значение		Минимум (ТУ, ГОСТ)	Среднее значение			
Сернисто-кадмиевые	ФСК-1а	0,125	50	3,3	15	5	1 500	2 000	2 000	100	470	2,8	7 000	1 000
	ФСК-1	0,125	50	3,3	15	5	1 500	2 000	2 000	100	400	2,8	7 000	1 100
	ФСК-2	0,125	100	3,3	30	10	600	1 000	1 000	20	100	0,5	1 600	250
	ФСК-4а	0,125	25	1,6	30	5	1 500	2 000	2 000	50	400	3,0	15 000	240
	ФСК-5	0,05	50	10	5	1	880	1 000	1 000	17	1 000	5,0	220 000	2 200
	ФСК-6	0,20	50	3,3	15	5	1 500	2 000	2 000	100	400	0,28	6 000	128
	ФСК-7а	0,35	50	0,5	100	10	350	500	500	3,5	50	0,15	250	150
	ФСК-7б	0,35	10	0,1	100	10	800	3 000	3 000	8	300	3,6	7 500	600
	ФСК-Г7	0,35	50	5,0	10	5	1 000	2 000	2 000	100	400	0,7	1 800	460
	ФСК-Г1	0,12	50	3,3	15	5	1 500	2 000	2 000	100	400	2,1	7 000	1 100
	ФСК-Г2	0,20	50	1,6	30	10	2 500	6 000	4 000	83	800	2,1	7 000	1 100
	ФСК-П1	0,10	100	100	1	0,01	1 000—2 000	2 000	2 000	1 000—2 000	200 000	4,8	8 000	320
	СФ2-1	0,01	15	15	1	0,5	500	1 000	1 000	500	2 000	10	400 000	360
	СФ2-2	0,05	2	2,0	1	0,5—0,2	500	1 500	1 500	500	3 000	0,36	75 000	190
	СФ3-2	0,10	5	5,0	1	0,5	500	2 000	2 000	500	4 000	—	80 000	800
	ФСК-М1	0,03—0,06	70	700	—	<0,1	—	300	—	—	10^3—10^6	0,5—3	35—50·10^3	—
	ФСК-М2	0,03—0,06	70	70	—	<1	—	1 000	—	—	10^3—10^6	3—10	35—50·10^3	—
Селенисто-кадмиевые	ФСД-1а	0,05	20	2	10	1	1 500	3 000	3 000	150	2 000	15	30 000	4 800
	ФСД-1	0,05	20	2	10	1	1 500	3 000	3 000	150	2 000	15	30 000	4 800
	ФСД-Г1	0,05	20	2	10	1	1 500	3 000	3 000	150	2 000	15	30 000	4 800
	СФ3-1	0,01	15	30	0,5	0,01	750	1 500	1 500	1 500	150 000	20	600 000	540

Примечания: 1. Параметры резисторов ФСК-7а, ФСК-7б, ФСК-Г7 соответствуют одной половине фоторезисторов.

2. Величина светового тока определена через 15 *сек* после воздействия 200 *лк*; значение темнового тока определено через 30 *сек* после снятия освещенности.

Таблица 10

Параметры сернисто-свинцовых и селенисто-свинцовых фоторезисторов

Тип фоторезисторов	Допустимая мощность рассеяния, *вт*	Рабочее напряжение, *в*	Темновое сопротивление, *ком*	$R_т/R_{св}$, не менее	Относительное изменение сопротивления, %, не менее	K, *мка/лм·в*	Постоянная времени, *мксек*
ФСА-1	0,01	2—100	22—1 000	1,2	20	500	40—400
ФСА-1а	0,01	2—100	22—1 000	1,2	20	500	40—400
ФСА-6	0,01	5—30	50—300	1,2	20	500	40—400
ФСА-Г1	0,01	4—40	47—470	1,2	20	500	40—400
ФСА-Г2	0,01	4—40	47—470	1,2	20	500	40—400
СФ4-1	0,01	2—15	0,1—1 000	—	1,3	—	3—20

Фоторезисторы СФ2-2 и СФ3-2 также имеют одинаковое конструктивное оформление и отличаются параметрами светочувствительного слоя и конфигурацией электродов.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ РЕЗИСТОРЫ В СХЕМАХ СТАБИЛИЗАЦИИ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА

ЭЛЕМЕНТЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ СТАБИЛИЗАТОРОВ

Стабилизатор напряжения или тока — устройство, включаемое в электрическую цепь для уменьшения относительных изменений стабилизируемой величины на нагрузке при колебаниях напряжения питания или сопротивления нагрузки.

Основой стабилизатора является регулирующий элемент (РЭ), обладающий нелинейной вольт-амперной характеристикой.

В радиосхемах используют параметрические и компенсационные стабилизаторы. Параметрическими называют стабилизаторы, у которых регулирующий элемент воздействует на стабилизируемую величину так, чтобы приблизить ее к заданному значению. В таких стабилизаторах нет обратной связи с выхода стабилизатора на регулирующий элемент. У компенсационных стабилизаторов регулирующим элементом вырабатывается сигнал сравнением стабилизированной величины с некоторым заданным значением. Такие стабилизаторы иногда называют стабилизаторами с обратными связями, так как в них контур управления замкнут регулирующим элементом за счет обратной связи с выхода стабилизатора на регулирующий элемент. Схемы компенсационных стабилизаторов, помимо регулирующего элемента, обычно содержат источник опорного напряжения, элемент сравнения и усилитель, предназначенный для усиления управляющего сигнала.

В схемах стабилизаторов регулирующий элемент включается либо параллельно, либо последовательно с нагрузкой. Для параллельной схемы характерно наличие балластного резистора, включаемого между источником напряжения и регулирующим элементом. Параметрические стабилизаторы, как правило, выполняются параллельными, а компенсационные имеют схему с последовательным включением нагрузки и регулирующего элемента.

Коэффициент стабилизации характеризует относительное изменение стабилизируемой величины на выходе при колебаниях входного параметра

$$K_U = \frac{\Delta U_{вх}/U_{вх}}{\Delta U_{вых}/U_{вых}}. \qquad (16)$$

Чем больше величина K_U, тем лучше стабилизирующие свойства схемы. Коэффициент стабилизации по входному напряжению определяют при постоянном сопротивлении нагрузки.

Коэффициент стабилизации напряжения по току нагрузки

$$K_I = \frac{\Delta I_н/I_н}{\Delta U_{вых}/U_{вых}}. \qquad (17)$$

Коэффициент стабилизации стабилизатора тока связывает относительное изменение входного напряжения с относительным изменением тока в нагрузке:

$$K = \frac{\Delta U_{вх}/U_{вх}}{\Delta I_н/I_н}. \qquad (18)$$

Важными параметрами стабилизатора являются выходное сопротивление ($R_{вых}$) и температурный коэффициент напряжения (ТКН), которые могут быть определены:

$$R_{вых} = \partial U_{вых}/\partial I_н; \qquad (19)$$

$$ТКН = \partial U_{вых}/\partial T. \qquad (20)$$

Частная производная $\partial U_{вых}/\partial t$ характеризует временной дрейф выходного напряжения, вызванный старением элементов схемы.

Коэффициент полезного действия (к. п. д.) стабилизатора представляет собой отношение мощности в нагрузке $P_н$ к номинальной входной мощности $P_{вх}$:

$$к.\ п.\ д. = P_н/P_{вх}. \qquad (21)$$

Параметрические стабилизаторы наиболее просты. Компенсационные схемы более сложны, но обладают значительно лучшими характеристиками. Параллельные схемы, по которым обычно выполняются параметрические стабилизаторы, наряду с высокой надежностью при токовых перегрузках имеют, как правило, невысокий к. п. д. Последовательные схемы, напротив, обладают значительным к. п. д. Однако они недостаточно надежны при перегрузках по току, что требует применения специальных методов защиты.

В настоящее время наибольшее распространение получили стабилизаторы напряжения на полупроводниковых и газоразрядных стабилитронах. Однако в тех случаях, когда не требуется прецизионной стабилизации, целесообразно использовать полупроводниковые варисторы и терморезисторы.

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ РЕЗИСТОРАХ

Нелинейные вольт-амперные характеристики варистора и терморезистора позволяют использовать их в качестве регулирующих элементов в параметрических стабилизаторах. Значительная нелинейность характеристик дает возможность получать малые изменения напряжения на этих элементах при значительном изменении протекающего по ним тока.

Схема параметрического стабилизатора напряжения представляет собой делитель напряжения, образованный линейным и нелинейным резисторами, причем нагрузка включается параллельно нелинейному резистору. Общее выражение для коэффициента стабилизации параметрического стабилизатора напряжения имеет вид:

$$K_U = \frac{U_{вых}}{U_{вх}}\left(1 + \frac{R_б}{R_д} + \frac{R_б}{R_н}\right), \tag{22}$$

где $U_{вх}$ — напряжение на входе стабилизатора; $U_{вых}$ — напряжение на выходе стабилизатора; $R_б$ — сопротивление балластного резистора; $R_д$ — динамическое сопротивление регулирующего элемента; $R_н$ — сопротивление нагрузки.

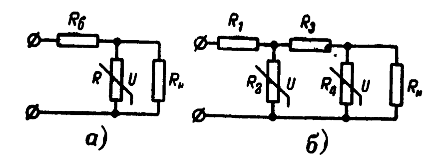


Рис. 16. Параметрические стабилизаторы напряжения на варисторах.
а — однокаскадный; *б* — двухкаскадный.

На рис. 16,*а* показана простейшая схема параметрического стабилизатора на варисторе. При подстановке в выражение (22) конкретных параметров схемы соотношение для коэффициента стабилизации принимает вид:

$$K_U = \frac{\beta + R_c/R_б + R_c/R_н}{1 + R_c/R_б + R_cR_н} = \beta - (\beta - 1)\frac{U_{вых}/U_{вх} + I_н/I_в}{1 + I_н/I_в}, \tag{23}$$

где $I_в$ — ток варистора; $I_н$ — ток в нагрузке.

Из формулы (23) следует, что коэффициент стабилизации рассматриваемой схемы не может быть больше коэффициента нелинейности β. Кроме того, величина K_U сильно зависит от режима работы схемы.

Выходное сопротивление стабилизатора определяется из выражения

$$R_{вых} = -\frac{R_cR_б}{R_c - \beta R_б}. \tag{24}$$

Коэффициент полезного действия стабилизатора определяют из соотношения

$$\text{к. п. д.} = \frac{U_{вых} I_н}{U_{вх}(I_н + I_в)} = \left(\frac{U_{вых}}{U_{вх}}\right)^2 \left(\frac{R_б}{R_н} + \frac{R_c}{R_c + R_н}\right). \qquad (25)$$

После ряда преобразований к. п. д. можно представить в следующем виде:

$$\text{к. п. д.} = \frac{R_б}{R_н}\left[\frac{1}{(1 + R_б/R_c + R_б/R_п)\,(R_б/R_c + R_б/R_н)}\right]. \qquad (26)$$

При работе в режиме постоянной нагрузки к. п. д. существенно зависит от выбранных соотношений напряжений $U_{вх}/U_{вых}$ и $I_н/I_в$.

На практике стабилизаторы часто используются в следующих режимах:

а) стабилизация напряжения с малым потреблением энергии в режиме, близком к холостому ходу;

б) стабилизация напряжения в режиме максимального к. п. д.;

в) стабилизация напряжения в режиме, близком к короткому замыканию.

При работе рассматриваемого параметрического стабилизатора в режиме холостого хода $R_н \gg R_c$. В этом случае

$$K_U = \frac{\beta + R_c/R_б}{1 + R_c/R_б}. \qquad (27)$$

Если $R_б \gg R_c$, то $K_U \longrightarrow \beta$. Однако при таком режиме к. п. д. стабилизатора невелик:

$$\text{к. п. д.} = \frac{R_c^2}{R_б R_н}. \qquad (28)$$

Для работы стабилизатора, схема которого приведена на рис. 16,*а*, в режиме максимального к. п. д. необходимо, чтобы выполнялось условие

$$\frac{R_б}{R_c} = \frac{R_б^2}{R_н^2} - \frac{R_б^2}{R_c^2}. \qquad (29)$$

В этом случае коэффициент стабилизации схемы

$$K_U = \frac{\beta + R_c/R_б + \sqrt{1 + R_c/R_б}}{1 + R_c/R_б + \sqrt{1 + R_c/R_б}}. \qquad (30)$$

При этом возможны два частных случая. Если $R_c \approx R_б$, то

$$K_U = \frac{\beta + 2{,}41}{3{,}41}; \qquad (31)$$

при $R_б \gg R_c$

$$K_U \approx \frac{\beta + 1}{2}. \qquad (32)$$

При работе стабилизатора в режиме короткого замыкания коэффициент стабилизации схемы

$$K_U = \frac{R_c + \beta R_б}{R_c + R_б}. \qquad (33)$$

Однако стабилизаторы, работающие в режиме короткого замыкания, весьма редко используются в радиосхемах. Обычно стараются получить стабилизатор с максимально возможным коэффициентом стабилизации. Так как в соответствии с уравнением (27) и (30) K_U пропорционален β, для схемы стабилизации выбирают варистор с наибольшей величиной коэффициента нелинейности. Кроме того, для получения наибольшего K_U целесообразно обеспечить режим, близкий к режиму холостого хода, т. е. выполнить условие $I_в \gg I_н$. Для этого необходимо, чтобы через варистор протекал максимально допустимый ток:

$$I_в = P_{доп}/U_{вых}. \tag{34}$$

Напряжение и ток варистора связаны уравнением (8), и поэтому

$$P_{доп}/U_{вых} = BU_{вых}^{\beta}. \tag{35}$$

Классификационное напряжение и ток связаны соотношением

$$I_{кл} = BU_{кл}^{\beta}. \tag{36}$$

Решая систему уравнений (35), (36), можно определить требуемую величину классификационного напряжения варистора:

$$U_{кл} = \sqrt[\beta]{\frac{I_{кл}U_{вых}^{\beta+1}}{P_{доп}}}. \tag{37}$$

Если полученная величина $U_{кл}$ не совпадает со значениями классификационного напряжения выпускаемых варисторов (см. табл. 7, 8), то выбирают варистор с более близким значением классификационного напряжения.

Далее определяют статическое сопротивление варистора при работе схемы в рассматриваемом режиме

$$R_с = U_{вых}^2/P_{доп} \tag{38}$$

и по заданным K_U и $R_н$ из выражения (23) находят сопротивление балластного резистора $R_б$ и требуемую величину входного напряжения $U_{вх}$.

В радиосхемах используются многокаскадные параметрические стабилизаторы. Схема двухкаскадного стабилизатора показана на рис. 16,*б*. Коэффициент стабилизации многокаскадного стабилизатора равен произведению коэффициентов стабилизации каждого из каскадов:

$$K_U = K_{U1}K_{U2} \ldots K_{Un}. \tag{39}$$

Коэффициент полезного действия стабилизатора равен произведению к. п. д. каждого каскада.

Несмотря на сравнительно небольшие значения коэффициентов стабилизации ($K_U = 2 \div 4$) параметрических стабилизаторов на варисторах, они широко используются для стабилизации режимов радиосхем, что объясняется простотой стабилизатора, его высокой надежностью и широким диапазоном стабилизируемых напряжений.

На рис. 17 приведены схемы параметрических стабилизаторов на варисторах, используемые в телевизионной аппаратуре.

Большое распространение получила схема стабилизации анодного напряжения задающего генератора кадровой развертки (рис. 17,*а*). По принципу действия эта схема аналогична схеме параметрического

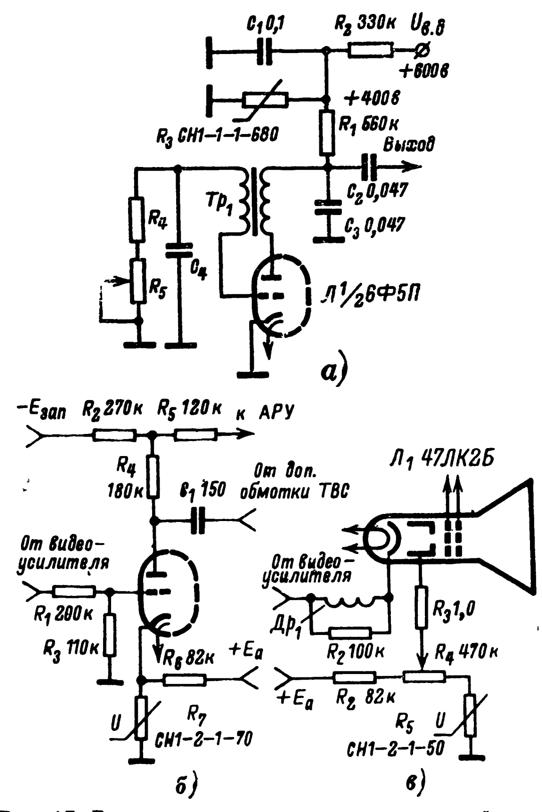


Рис. 17. Варисторные схемы параметрической стабилизации напряжения в радиоаппаратуре.

стабилизатора, показанного на рис. 16,*а*. От строчного трансформатора на делитель R_2—R_3 подается постоянное напряжение. Параметры схемы рассчитываются так, чтобы выходное пилообразное напряжение задающего генератора кадровой развертки имело необходимую амплитуду и линейность. Классификационное напряжение варистора, работающего с некоторым запасом по мощности, рассчитывается по следующей формуле:

$$U_{кл} = \sqrt[\beta]{\frac{I_{кл} U^{\beta+1}}{0,8 P_{доп}}}, \qquad (40)$$

где U — анодное (выходное) напряжение.

Принцип параметрической стабилизации применяется также для стабилизации напряжения смещения лампы АРУ (рис. 17,*б*), напряжения на модулирующем электроде кинескопа (рис. 17,*в*), напряжения питания ПТК, параметров строчной развертки.

Параметрические стабилизаторы напряжения можно выполнять на терморезисторах по схеме делителя напряжения аналогично схеме варисторного стабилизатора на рис. 16,*а*. Вольт-амперная характеристика терморезистора, используемого для этой цели, должна иметь участок, параллельный оси токов. Подобной характеристикой обладают терморезисторы типов ТП-6/2, ТП-2/2, ТП-2/0,5 и некоторые другие. Если же используется терморезистор с вольт-амперной характеристикой, не имеющей такого участка, то последовательно с терморезистором включают дополнительный резистор с таким сопротивлением, чтобы вольт-амперная характеристика цепи из терморезистора и добавочного резистора имела участок, параллельный оси токов.

Принцип действия схемы параметрического стабилизатора на терморезисторе тот же, что и при использовании варистора. Но в отличие от варистора нелинейность вольт-амперной характеристики терморезистора обусловлена разогревом рабочего элемента протекающим по нему током, т. е. процессом достаточно инерционным. Следовательно, сопротивление терморезистора зависит от эффективного значения протекающего по нему тока, а при резких изменениях тока терморезистор ведет себя как обычный линейный резистор.

Поэтому параметрические схемы на терморезисторах используются для стабилизации постоянного и переменного напряжения по действующему значению. При резком изменении входного напряжения длительность переходного процесса в стабилизаторе определяется тепловой постоянной времени используемого терморезистора. Если полупериод колебаний входного напряжения сравним с постоянной времени терморезистора, то на выходе стабилизатора появляются значительные нелинейные искажения. Следовательно, параметрические стабилизаторы на терморезисторах целесообразно использовать для стабилизации напряжений, частота изменения которых удовлетворяет одному из следующих условий:

$$\left.\begin{aligned} 1/2\pi f &\gg 2\tau; \\ 1/2\pi f &\ll 2\tau. \end{aligned}\right\} \qquad (41)$$

Температурный коэффициент напряжения параметрического стабилизатора отрицателен, а величина ТКН при использовании некоторых типов терморезисторов может достигать 0,5—1%°С.

МОСТОВЫЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

Мостовые параметрические стабилизаторы напряжения выполняют как на варисторах (рис. 18,*а*), так и на терморезисторах (рис. 18,*б*). Как и в случае простейших параметрических стабилизаторов, терморезисторы, используемые в мостовых схемах, должны иметь на вольт-амперной характеристике участок, параллельный оси токов. Зависимость выходного напряжения мостовых стабилизаторов на варисторах и терморезисторах от напряжения на входе при питании схемы постоянным током показана на рис. 18,*в*. Из рис. 18,*в* видно, что мостовая схема может служить стабилизатором постоян-

ного напряжения в ограниченном, хотя и достаточно широком интервале входных напряжений, соответствующих области максимального значения $U_{вых}$. При изменении входного напряжения от U_A до U_B выходное напряжение изменяется незначительно (на $\Delta U_{вых}$). Этот участок соответствует работе мостовой схемы в режиме стабилизации напряжения.

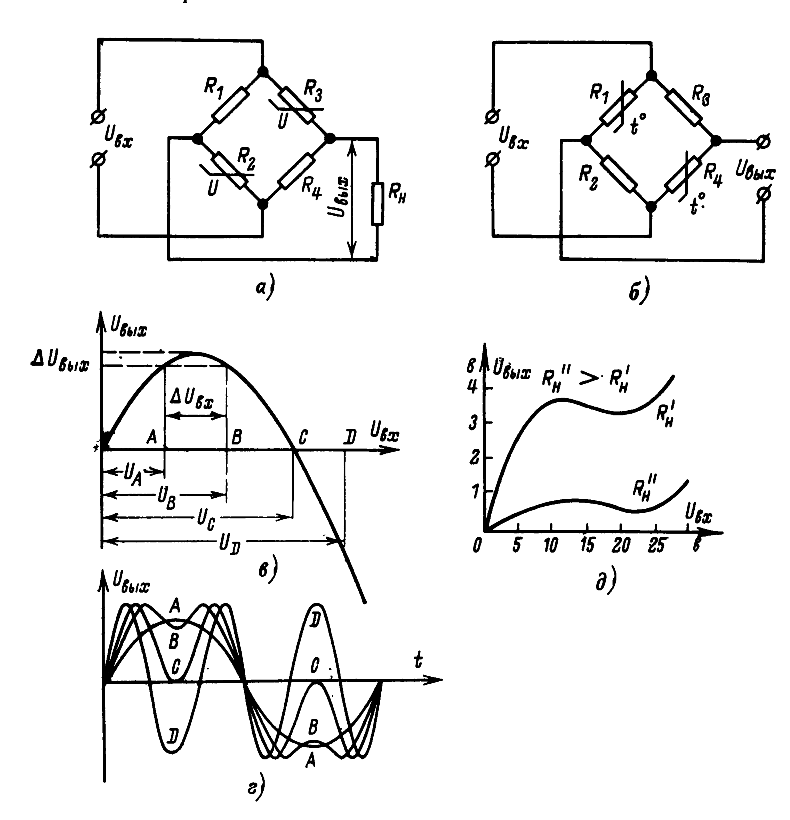


Рис. 18. Мостовые стабилизаторы напряжения на варисторах (*а*), терморезисторах (*б*) и их характеристики (*в—г*).

При питании моста на варисторах переменным током форма выходного напряжения существенно искажается, причем величина искажений зависит от амплитуды входного напряжения (рис. 18,*г*). Зависимость выходного напряжения мостовой схемы на варисторах от величины входного напряжения при питании от источника переменного тока тоже изменяется (рис. 18,*д*), в то время как для моста на терморезисторах она остается прежней (рис. 18,*в*). Однако мостовые стабилизаторы на варисторах получили более широкое распространение, в связи с чем рассмотрим их подробнее.

В случае, когда сопротивления линейных резисторов равны и используемые варисторы имеют одинаковые параметры, входное и выходное напряжения при работе мостовой схемы в режиме стабилизации связаны соотношением

$$U_{вых.м} = \frac{\beta - 1}{1 + \beta + 2\beta \frac{R}{R_н}} U_{вх.м}. \tag{42}$$

Коэффициент стабилизации схемы по напряжению

$$K_U = 8\beta \frac{U_{вх}}{\Delta U_{вх}} \left(\frac{R + R_н}{2R\beta + \beta R_н + R_н} \right)^2. \tag{43}$$

Величина K_U зависит от режима работы схемы, от колебаний входного напряжения и параметров варистора. При работе стабилизатора в режиме холостого хода уравнение для коэффициента стабилизации принимает вид:

$$K_U = \frac{8\beta}{(\beta + 1)^2} \frac{U_{вх}}{\Delta U_{вх}}. \tag{44}$$

Как следует из уравнения (44), для получения наибольшего K_U нужно выбирать варистор с небольшим коэффициентом нелинейности β.

Для получения на выходе стабилизатора заданного выходного напряжения $U_{вых}$ нужно использовать в схеме варистор с классификационным напряжением

$$U_{кл} = \beta \sqrt[\beta]{\frac{R I_{кл} U_{вых}^{\beta - 1}}{(\beta - 1)^{\beta - 1}}}. \tag{45}$$

Требуемое входное напряжение $U_{вх}$ определяют по формуле

$$U_{вх} = \frac{\beta + 1}{\beta - 1} U_{вых}. \tag{46}$$

На практике, чтобы получить максимальное значение K_U, необходимо выполнение условия

$$R_н \gg R \gg \frac{U_{вых}^2}{P_{доп}} \frac{\beta}{(\beta - 1)^2}, \tag{47}$$

где $P_{доп}$ — допустимая мощность рассеяния варистора.

Для работы мостового стабилизатора на варисторах в режиме максимального к. п. д. необходимо выполнение следующего условия:

$$R = R_н / \sqrt{\beta}. \tag{48}$$

Классификационное напряжение варисторов в этом случае можно рассчитать по формуле

$$U_{кл} = \beta^{1/2} \left(\frac{I_{кл} R_н U_{вых}^{\beta - 1}}{(\sqrt{\beta} - 1)^{\beta - 1}} \right)^{1/\beta}. \tag{49}$$

Входное напряжение определяется из соотношений

$$U_{вх}=\frac{\sqrt{\beta}+1}{\sqrt{\beta}-1}U_{вых}. \quad (50)$$

При расчете схемы нужно следить за тем, чтобы выполнялось условие

$$\frac{\sqrt{\beta}}{(\sqrt{\beta}-1)^2}\frac{U^2_{вых}}{R_н}\leqslant P_{доп}. \quad (51)$$

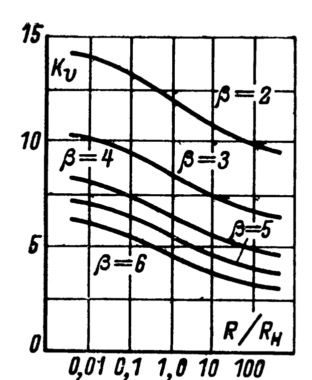


Рис. 19. Зависимость коэффициента стабилизации мостовой схемы от параметров используемых элементов.

Коэффициент полезного действия схемы

$$\text{к. п. д.}=\left(\frac{\sqrt{\beta}-1}{\sqrt{\beta}+1}\right)^2. \quad (52)$$

Коэффициент стабилизации мостовой схемы на варисторах, работающей в режиме максимального к. п. д., можно определить по формуле (43), подставив в нее значение R из выражения (48).

Коэффициент стабилизации схемы зависит от параметров варистора, относительного изменения величины входного напряжения и выбранного режима работы. На рис. 19 показаны расчетные зависимости коэффициента стабилизации по напряжению для мостовой схемы на варисторах от величины отношения $R/R_н$ при $\Delta U_{вх}/U_{вх}=\pm10\%$ и различных коэффициентах нелинейности варисторов β. Как следует из рис. 19, используя мостовые схемы на варисторах, можно получить в 2—4 раза больший коэффициент стабилизации, чем при использовании обычных параметрических схем.

КОМПЕНСАЦИОННЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

Для повышения коэффициента стабилизации, коэффициента полезного действия и выходной мощности стабилизатора используют компенсационные схемы. В этих схемах полупроводниковые резисторы используются, как правило, в качестве опорных элементов. Селеновые варисторы обладают настолько высоким коэффициентом нелинейности, что могут быть использованы в компенсационных стабилизаторах вместо кремниевых стабилитронов. Мостовые схемы с варисторами, изготовленными на основе карбида кремния, также можно использовать в качестве опорного элемента в компенсационных схемах. Использование полупроводниковых варисторов особенно целесообразно в высоковольтных стабилизаторах напряжения, так как они потребляют меньше мощности, чем стабилитроны.

На рис. 20,*а* показана схема стабилизатора напряжения на двойном триоде 6Н1П, который предназначен для питания нагрузки не-

большой мощности. Такой стабилизатор имеет напряжение на выходе 100±1 *в* при изменении нагрузки от 10 до 15 *ком* и изменении входного напряжения от 190 до 200 *в*.

Схема компенсационного стабилизатора на транзисторах показана на рис. 20,*б*. Мостовая схема на варисторах, термокомпенсированная при помощи цепочки из терморезисторов и линейных резисторов,

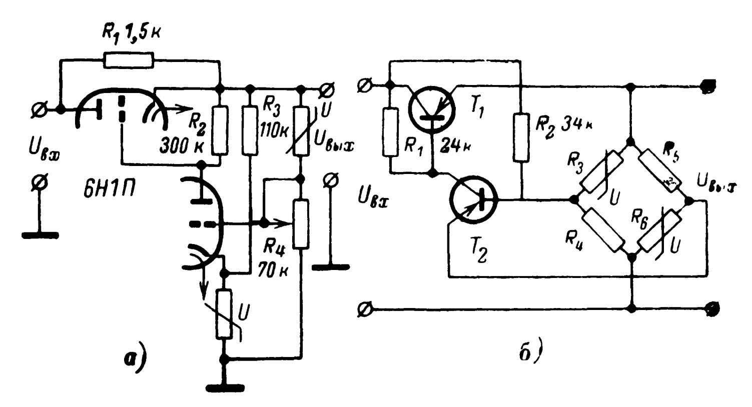


Рис. 20. Компенсационные стабилизаторы напряжения на электронных лампах (*а*) и транзисторах (*б*).

выполняет функцию опорного элемента. В этой схеме мост на варисторах питается стабилизированным выходным напряжением. Схема компенсационного стабилизатора напряжения, показанная на рис. 20,*б*, при входном напряжении 53 *в* имеет на выходе напряжение 33,6 *в*. Коэффициент стабилизации схемы равен 500÷650 при колебаниях входного напряжения ±20%, выходное сопротивление стабилизатора 1,5 *ом*, температурный коэффициент напряжения составляет 0,05 *в/град*.

В телевизионной аппаратуре параметрическая стабилизация питающих напряжений различных блоков не всегда оказывается достаточно эффективной для обеспечения нормальной работы схемы. В частности, выходной каскад строчной развертки телевизора подвержен воздействию столь многочисленных дестабилизирующих факторов, что параметрическая стабилизация

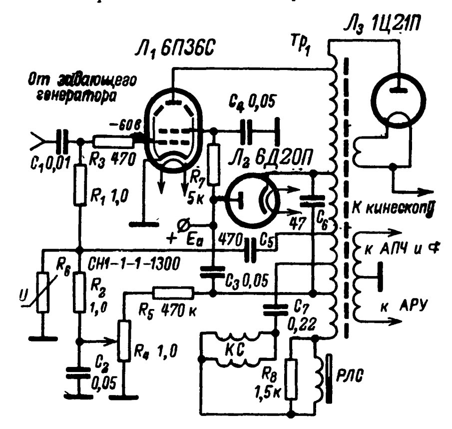


Рис. 21. Схема компенсационной стабилизации параметров строчной развертки телевизора.

анодного напряжения задающего генератора не может решить этой проблемы. Поэтому для стабилизации параметров строчной развертки целесообразно использовать компенсационную схему на варисторах (рис. 21).

Цепь стабилизации режима работы лампы $Л_1$ выполняет одновременно функции стабилизации размера изображения по горизонтали. Импульсное напряжение, снимаемое со строчного трансформатора, через разделительный конденсатор C_5 подается на варистор R_6, работающий в качестве детектора. Под действием импульсов обратного хода конденсатор C_2 заряжается через варистор, сопротивление которого мало при воздействии высокого напряжения. В промежутках между импульсами сопротивление варистора возрастает и соответственно увеличивается постоянная времени разряда конденсатора C_2. Увеличение постоянной времени разряда приводит к тому, что конденсатор не успевает разрядиться к моменту появления следующего импульса, вновь заряжающего его. Таким образом, за счет нелинейности вольт-амперной характеристики варистора в процессе последовательных зарядов и разрядов конденсатора C_2 на нем накапливается остаточный заряд, величина напряжения которого зависит от амплитуды импульсов обратного хода. Полученное таким образом отрицательное напряжение поступает на управляющую сетку лампы $Л_1$ выходного каскада строчной развертки. Положительное смещение, подаваемое с делителя напряжения вольтодобавки R_4—R_5, компенсирует часть вырабатываемого схемой отрицательного напряжения. Потенциометр R_4 служит для регулировки размера изображения по горизонтали.

При воздействии на схему различных дестабилизирующих факторов — колебания напряжения в питающей сети, старения ламп, изменений тока нагрузки высоковольтного выпрямителя и т. п. происходит изменение таких параметров строчной развертки, как напряжения вольтодобавки и напряжения импульсов обратного хода луча. Изменение этих параметров вызывает некоторое изменение отрицательного смещения на управляющей сетке лампы, и схема возвращается в первоначальное состояние. При этом все параметры строчной развертки принимают прежние значения.

Напряжение E_c на управляющей сетке выходной лампы блока строчной развертки определяется соотношением

$$E_c = -U_1 \frac{\frac{\tau}{T}(T-\tau)^{1/\beta} - \frac{T-\tau}{T}\tau^{1/\beta}}{(T-\tau)^{1/\beta} + \tau^{1/\beta}} + \frac{(T-\tau)^{1/\beta} U_2}{(T-\tau)^{1/\beta} + \tau^{1/\beta}}, \quad (53)$$

где U_1 — напряжение импульсов обратного хода; U_2 — напряжение, снимаемое с потенциометра R_4; T — длительность прямого хода; τ — длительность обратного хода.

Качество стабилизации варисторной схемы существенно зависит от коэффициента нелинейности β варистора. Для получения удовлетворительных результатов коэффициент нелинейности должен быть достаточно большим. Однако даже при очень высоких значениях β коэффициент стабилизации схемы принципиально не может быть больше определенной величины. Поэтому на практике приемлемые

результаты удается получить, используя варисторы с коэффициентом нелинейности от 4 до 6.

Оптимальное значение классификационного напряжения варистора для компенсационного стабилизатора вычисляется исходя из условия выделения на варисторе в рабочем режиме допустимой мощности рассеяния $P_{доп}$:

$$U_{кл} = \left[\frac{0{,}7 I_{кл} (U_{1m} - E_c)^{\beta+1}}{T P_{доп}} \right]^{1/\beta}, \tag{54}$$

где U_{1m} — амплитуда импульса обратного хода. Для схемы, показанной на рис. 21, значение $U_{кл}$ должно лежать в пределах 1 200—1 400 *в*.

Помимо правильного выбора варистора, эффективность работы рассматриваемой компенсационной схемы зависит от целого ряда других факторов. Необходимым условием для получения эффективной стабилизации является отсутствие дифференцирования импульсов обратного хода. Для выполнения этого требования необходимо, чтобы емкость разделительного конденсатора C_5 удовлетворяла следующему условию:

$$C \geqslant \frac{\tau I_{кл} (U_{1m} - E_c)^{\beta-1}}{U_{кл}^{\beta}}. \tag{55}$$

Для рассматриваемой схемы эта емкость должна составлять 500—700 *пф*.

Важное значение для правильной работы схемы имеют также величина положительного компенсирующего напряжения и наличие достаточно широкого диапазона регулирования у используемой выходной лампы строчной развертки.

Компенсационные схемы стабилизации параметров строчной развертки получили широкое распространение в современных телевизионных приемниках. Аналогичная схема стабилизации применена в отечественном цветном телевизоре «Рубин-401».

В компенсационных стабилизаторах напряжения возможно также использование полупроводниковых фоторезисторов. Параллельная компенсационная схема, в которой фоторезистор служит регулирующим элементом, может использоваться для стабилизации как постоянного, так и переменного напряжения. Такая схема представляет собой делитель напряжения, образованный линейным резистором и фоторезистором, с которого снимается выходное напряжение стабилизатора. В схему входят также блок сравнения, усилитель обратной связи и лампа накаливания, находящаяся в оптической связи со светочувствительным элементом фоторезистора.

При повышении напряжения на выходе стабилизатора в схеме сравнения формируется, а в усилителе обратной связи усиливается сигнал ошибки. Ток, пропорциональный сигналу ошибки, протекает через лампу накаливания, которая освещает фоторезистор. С увеличением выходного напряжения стабилизатора увеличивается ток в цепи лампы и, следовательно, освещенность светочувствительного элемента. Это приводит к уменьшению сопротивления фоторезистора и напряжения на выходе стабилизатора до первоначального уровня.

В качестве элемента схемы сравнения и усилителя постоянного тока, являющегося усилителем обратной связи, можно использовать составной транзистор, в коллекторную цепь которого включена лампа накаливания.

Для увеличения быстродействия схемы и уменьшения длительности и амплитуды переходного процесса целесообразно использовать дифференцирующую *RC*-цепочку, которая выдает сигнал, пропорциональный скорости изменения выходного напряжения. Эта цепочка включается параллельно участку эмиттер — база мощного транзистора, входящего в составной транзистор.

Следует иметь в виду, что коэффициент полезного действия и выходная мощность стабилизаторов такого типа невелики, однако коэффициент стабилизации и диапазон стабилизации могут быть весьма высокими.

СТАБИЛИЗАТОРЫ ТОКА НА ПОЗИСТОРАХ

Стабилизаторы тока можно создать на основе позисторов. При этом используются свойства цепей, образованных линейными резисторами и позисторами. Форму вольт-амперных характеристик таких цепей можно изменять в широких пределах, используя элементы с различными параметрами. Если параллельно позистору включить линейный резистор, то вольт-амперная характеристика цепи изменяется и на ней появляется участок, на котором в некотором интервале напряжений величина тока в цепи изменяется незначительно. Статические вольт-амперные характеристики цепи, образованной параллельным включением позистора и линейного резистора с различным сопротивлением, показаны на рис. 22. При определенном сопротивлении линейного резистора такая цепь может быть использована в качестве параметрического стабилизатора тока в достаточно широком интервале приложенных напряжений. Используя позисторы и линейные резисторы с различными номинальными сопротивлениями, а также применяя позисторы разных типов, можно изменять величину тока стабилизации, величину рабочего напряжения и интервал рабочих напряжений, в котором схема обладает стабилизирующими свойствами. Так, на основе позисторов типа СТ 6-3Б с высокими номинальными сопротивлениями можно создать стабилизаторы на токи от 1 до 10 *ма* при величине входного напряжения от 10 до 100 *в*, а на основе позисторов типа СТ6-2Б — на токи до 100 *ма* при входных напряжениях от 1 до 20 *в*. Коэффициент стабилизации параметрических стабилизаторов такого типа, рассчитанный по формуле (18), при правильном подборе элементов стабилизатора может достигать нескольких десятков.

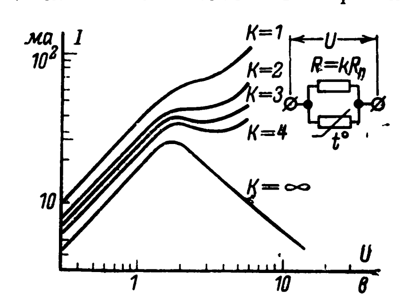


Рис. 22. Вольт-амперные характеристики параллельных цепей, образованных позистором и линейным резистором.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ РЕЗИСТОРЫ В СХЕМАХ ЗАЩИТЫ ЭЛЕМЕНТОВ И УЗЛОВ РАДИОАППАРАТУРЫ

ЗАЩИТА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

Надежность работы полупроводниковых приборов определяется условиями их эксплуатации. Так как теплоемкость используемых полупроводниковых материалов мала, изготовленные из них приборы не могут работать при высоких температурах окружающей среды. В то же время, поскольку рабочий элемент полупроводниковых приборов имеет небольшие размеры и энергия потерь выделяется в малой массе, температура прибора легко достигает опасных значений и полупроводниковый прибор может выйти из строя. Поэтому для нормальной работы приборов необходим эффективный отвод тепла от рабочего элемента.

В радиосхемах при некоторых режимах может иметь место значительная перегрузка полупроводниковых приборов по току. При большой перегрузке как по величине, так и по длительности воздействия температура прибора может превысить допустимое значение, что вызывает повреждение прибора или значительное ухудшение его характеристик.

Однако при эксплуатации радиосхем чаще происходят повреждения полупроводниковых приборов из-за возникновения перегрузочных режимов по напряжению. Схемы с транзисторами и тиристорами позволяют производить переключение цепей с большой скоростью и высокой частотой коммутации. Однако если в цепь коллектора транзистора или в основную цепь тиристора, работающего в качестве переключателя или в импульсном режиме, включена нагрузка, носящая индуктивный характер, то как на коммутирующих элементах, так и на других элементах схемы возможно возникновение значительных импульсов перенапряжения, способных вывести из строя различные элементы радиосхемы и привести к пробою полупроводниковых приборов.

Работа полупроводниковых приборов в режиме пробоя, вообще говоря, не опасна, если при этом мощность, рассеиваемая в приборе, ограничивается на уровне допустимого значения. Ограничение рассеиваемой мощности возможно путем ограничения пробивного тока и ограничения возникающих перенапряжений.

Эффективное ограничение перенапряжений достигается с помощью полупроводниковых варисторов. Для защиты полупроводниковых диодов варистор включают параллельно диоду. При возникновении перегрузки по напряжению сопротивление варистора уменьшается и избыточная мощность поглощается варистором. Для обеспечения эффективной защиты диодов от пробоя необходимо применять варисторы с высоким коэффициентом нелинейности. Хорошие результаты дает применение селеновых варисторов. При выборе варистора для цепей защиты следует учитывать, что рассеиваемая на нем мощность не должна превышать допустимого значения.

В телевизионных приемниках варисторы широко используются для ограничения импульса напряжения обратного хода на первичной обмотке выходного кадрового трансформатора. В момент об-

ратного хода луча за счет запасенной энергии на первичной обмотке ТВК возникает импульс напряжения, достигающий значительной величины и способный вызвать пробой транзистора. Для защиты транзистора параллельно первичной обмотке выходного трансформатора включают варистор (рис. 23,*а*).

Для низкого напряжения на обмотке ТВК во время прямого хода луча сопротивление варистора достаточно велико, и поэтому влияние варистора на процесс формирования напряжения прямого хода незначительно. В момент обратного хода луча возникает им-

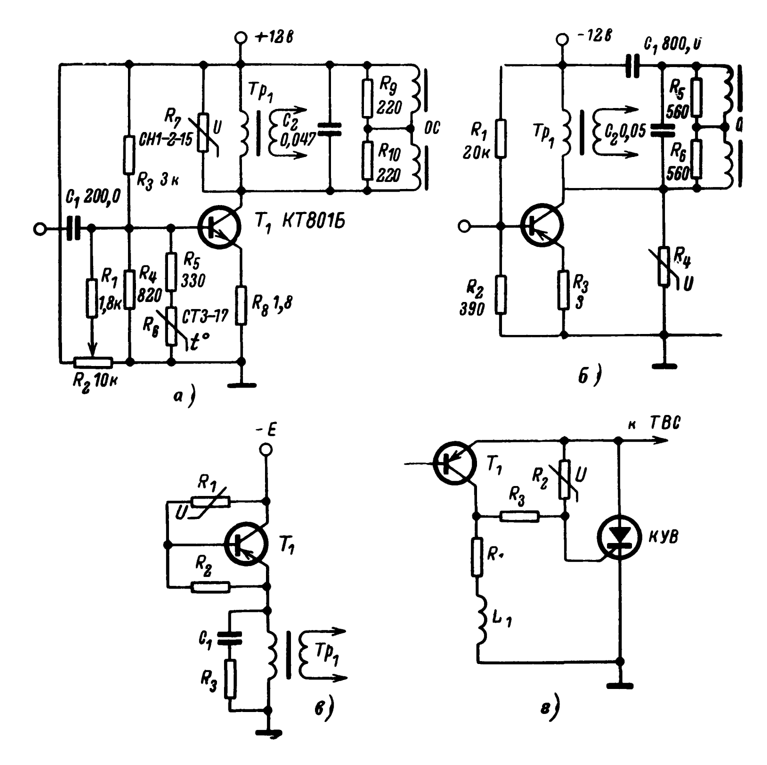


Рис. 23. Схемы на варисторах для защиты транзисторов от пробоя.

пульс высокого напряжения, сопротивление варистора под действием этого напряжения уменьшается, и он шунтирует первичную обмотку трансформатора. При этом избыточная энергия, запасенная в индуктивности трансформатора, поглощается варистором, а импульс напряжения обратного хода ограничивается.

Для повышения надежности работы транзистора целесообразно добиваться минимального значения амплитуды импульса обратного хода. Однако снижение амплитуды напряжения обратного хода ведет к увеличению длительности импульса, которая для нормальной работы кадровой развертки должна быть несколько меньше дли-

тельности полукадрового гасящего импульса. Поэтому в схеме нужно применять варистор с такими параметрами, которые позволяют удовлетворить этим противоречивым требованиям. Определить классификационное напряжение варистора, используемого в подобной схеме, можно по формуле

$$U_{кл} = U_{к.э.доп}^{1-\frac{1}{\beta}} \frac{\beta L_1 n^2 L_2 I_{кл}}{\tau(\beta - 1)(L_1 + n^2 L_2)}, \quad (56)$$

где $U_{к.э.доп}$ — допустимое напряжение между коллектором и эмиттером транзистора; L_1 — индуктивность первичной обмотки; L_2 — индуктивность кадровых отклоняющих катушек; n — коэффициент трансформации ТВК; τ — заданная величина длительности обратного хода.

В ряде схем телевизионных приемников для защиты транзистора выходного каскада кадровой развертки варистор включают параллельно транзистору (рис. 23,*б*).

По принципу действия эта защитная схема аналогична предыдущей, однако здесь варистор работает с подачей на него напряжения смещения, сдвигающего рабочий участок по вольт-амперной характеристике на величину напряжения источника питания.

В ряде случаев для защиты транзистора, работающего в импульсном режиме на индуктивную нагрузку, можно использовать схему, показанную на рис. 23,*в*. Принцип использования нелинейных свойств варистора, включенного параллельно участку коллектор — база транзистора, заключается не в поглощении избыточной энергии, запасенной в индуктивности, а во введении отрицательной обратной связи. При возникновении импульса напряжения на индуктивности это напряжение большей частью прикладывается к переходу коллектор — база и к варистору. При некоторой величине напряжения ток варистора резко возрастает, одновременно возрастает ток базы и транзистор отпирается, а энергия, запасенная в индуктивности, поглощается внешней цепью. Величина классификационного напряжения варистора определяется из соотношения

$$U_{кл} = U_{к.э.доп} \left[\frac{I_{кл} \beta_т 2\tau U_{к.э.доп}}{L(I_1^2 - I_{доп}^2)} \right]^{1/\beta}, \quad (57)$$

где $\beta_т$ — коэффициент усиления транзистора; τ — длительность открытого состояния транзистора (обычно τ выбирается равным 0,3—0,4 интервала между импульсами); $I_{1макс}$ — максимально возможный ток в индуктивности при перегрузке; $I_{доп}$ — ток в индуктивности, когда при запирании транзистора для напряжения на индуктивности выполняется условие $U_L = U_{к.э.доп} - E$ (без ограничения).

Рассмотренные схемы обеспечивают защиту транзисторов от перенапряжений, вызванных целым рядом причин. В телевизионных приемниках причинами перегрузки по напряжению транзистора выходного каскада строчной развертки могут служить переходные процессы, возникающие при включении телевизора, ненормальной работе системы АПЧ и Ф, искровом пробое в высоковольтных цепях, колебаниях напряжения в питающей сети, неустойчивая работа задающего генератора. Кроме того, наряду с защитой от перенапряжения часто бывает необходимо защитить транзистор от импульсной перегрузки по току.

На рис. 23,г приведена схема, обеспечивающая надежную защиту выходного транзистора строчной развертки телевизора. Резистор R_1 сопротивлением около 0,1 *ом* в цепи коллектора транзистора реагирует на величину тока, а индуктивность L_1 (около 0,1 *мкгн*) — на скорость изменения тока в цепи коллектора. Цепочку R_1L_1 можно выполнить в виде спирали из отрезка провода длиной около 10 *см*, обладающего высоким удельным сопротивлением. При увеличении тока в цепи коллектора увеличивается падение напряжения на резисторе R_1. Если это напряжение превысит допустимую величину, то происходит отпирание тиристора, который при этом шунтирует транзистор. Если теперь выключить питание, а затем его снова включить, то в случае отсутствия перегрузки нормальная работа схемы будет восстановлена. В том случае, если скорость нарастания коллекторного тока чрезмерно высока, величина напряжения на индуктивности L_1 становится достаточной для отпирания тиристора. В схеме использован также варистор R_2, который реагирует на величину напряжения и отпирает тиристор при чрезмерном возрастании напряжения обратного хода. Используемый в этой схеме кремниевый управляемый вентиль должен обладать невысоким управляющим напряжением, максимальное обратное напряжение тиристора должно несколько превышать величину допустимого напряжения транзистора $U_{к.э.доп}$.

Величину классификационного напряжения варистора, используемого в схеме, определяют из соотношения

$$U_{кл} = (U_{к.\,э.доп} - U_у) \sqrt[\beta]{\frac{(R_1 + R_3)\, I_{кл}}{U_у + I_у (R_1 + R_3)}}. \qquad (58)$$

Сопротивление резистора R_1 выбирается небольшим (0,1—0,2 *ом* при использовании мощных транзисторов).

Сопротивление R_3 находится из уравнения

$$U_у = R_1 I_{к.доп} - R_3 I_у. \qquad (59)$$

Рассмотренная схема обеспечивает надежную защиту транзистора выходного каскада строчной развертки телевизора при всех возможных нарушениях нормального режима работы.

Кремниевые управляемые вентили все шире используются в радиоэлектронной аппаратуре. При эксплуатации тиристоров в тяжелых режимах работы необходимо также предусматривать специальные меры защиты этих приборов, так как использование более дорогого тиристора с высоким рабочим напряжением иногда бывает нецелесообразно.

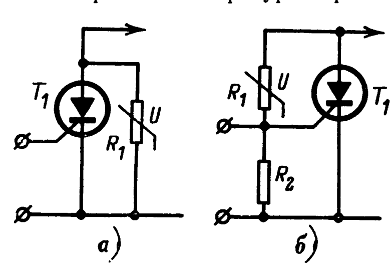


Рис. 24. Схемы включения варисторов для защиты кремниевых управляемых вентилей.

В случае, когда в схеме возможно возникновение напряжения, приложенного к прибору в обратном направлении и превышающего предельно допустимое значение, параллельно с тиристором можно включить

варистор (рис. 24,*а*). При очень большом перенапряжении, действующем в прямом направлении, также могут возникнуть условия для необратимого пробоя тиристора. В этом случае используется специальный способ защиты прибора от перенапряжения. Он заключается в том, что при возрастании напряжения до некоторой критической величины на управляющий электрод подается сигнал управления, который открывает тиристор. При импульсных перенапряжениях для защиты можно использовать схему, показанную на рис. 24,*б*.

ЗАЩИТА ТРАНСФОРМАТОРОВ И ДРОССЕЛЕЙ, РАБОТАЮЩИХ В ИМПУЛЬСНОМ РЕЖИМЕ

При работе трансформаторов и дросселей в импульсном режиме, когда скорость изменения тока велика, на обмотках этих элементов возможно возникновение напряжений, превышающих в несколько раз допустимые значения. Появление значительных перенапряжений может привести к пробою межвитковой изоляции обмоток, и поэтому в таких случаях необходимо предусмотреть специальные меры защиты индуктивных элементов. Включение варистора параллельно обмотке может в значительной степени снизить перенапряжения.

Напряжение на обмотке, имеющей индуктивность L, в момент размыкания цепи можно определить по приближенной формуле

$$U = LI/\tau_ц, \tag{60}$$

где I — ток в обмотке до размыкания цепи; $\tau_ц$ — постоянная времени цепи,

$$\tau_ц = L/R; \tag{61}$$

R — сопротивление цепи в момент размыкания.

Так как коммутация индуктивностей в радиосхемах часто осуществляется электронными элементами, работающими в ключевом режиме и обладающими высоким внутренним сопротивлением $R_{вн}$, R обычно велико и, следовательно, напряжение может возрасти во много раз. Ориентировочно можно считать, что $R \approx R_{вн}$.

Амплитуда напряжения на индуктивности в момент коммутации для случая защиты варистором определяется из соотношения

$$U = I\frac{R_{вн}}{BR_{вн}U^{\beta-1} + 1}. \tag{62}$$

Параметры варистора определяются из следующих условий.

В статическом режиме ток варистора должен составлять небольшую величину от тока в обмотке:

$$I_в = kI = BU^{\beta}_{раб}, \tag{63}$$

где $I_в$ — ток варистора при рабочем напряжении на индуктивности; k — коэффициент (обычно выбирают $k \leqslant 0{,}01$).

Кроме того задаются допустимой величиной перенапряжения

$$U/U_{раб} = n. \tag{64}$$

Тогда величина классификационного напряжения варистора определяется из соотношений

$$U_{кл} = \left[(nU_{раб})^{\beta}\frac{I_{кл}}{I} + 1\right]^{1/\beta}, \tag{65}$$

$$U_{кл} = U_{раб}\sqrt[\beta]{\frac{I_{кл}}{kI}}. \tag{66}$$

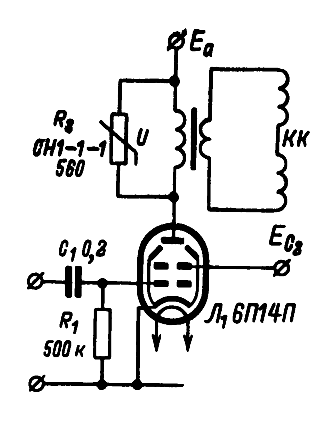


Рис. 25. Защита трансформатора блока кадровой развертки телевизора.

Используя варисторы с максимальным коэффициентом нелинейности, удается получить наибольшее снижение перенапряжений.

Рассмотренная схема защиты индуктивных элементов находит практическое применение в ламповых телевизионных приемниках для ограничения импульса напряжения обратного хода на первичной обмотке выходного трансформатора кадровой развертки (рис. 25). В момент обратного хода возникает импульс напряжения, величина которого, если не принимать специальных мер, может достигать 2—3 *кв* и вызвать пробой изоляции ТВК или токоведущих проводников.

Величина классификационного напряжения варистора, используемого в схеме, рассчитывается исходя из условия наилучшего ограничения импульса и получения заданной длительности импульса обратного хода:

$$U_{кл} = U_{доп}^{1-\frac{1}{\beta}} \left[\frac{L_1 n^2 L_2 I_{кл}}{\tau \left(1 - \frac{1}{\beta}\right)(L_1 + n^2 L_2)} \right]^{1/\beta}, \qquad (67)$$

где $U_{доп}$ — допустимое напряжение на первичной обмотке ТВК.

Для защиты высоковольтных трансформаторов от перенапряжений также можно использовать варисторы. Для получения требуемого классификационного напряжения в этом случае соединяют последовательно несколько однотипных варисторов. Вольт-амперную характеристику такой цепи можно представить соотношением

$$I = \frac{B}{m^{\beta}} U^{\beta}, \qquad (68)$$

где m — число последовательно включенных варисторов.

Аналогично можно защитить от импульсных перенапряжений, например, дроссель в выходном каскаде кадровой развертки телевизора.

ЗАЩИТА ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ В РАДИОАППАРАТУРЕ

Радиоаппаратура записи и воспроизведения звука получает все более широкое распространение. Наряду с электронными и полупроводниковыми элементами в схему этих устройств входят электромеханические элементы, обеспечивающие вращение грампластинки или перемещение магнитной ленты.

Основой кинематического узла звукозаписывающей или воспроизводящей аппаратуры является электрический двигатель. Зачастую электродвигатель является дорогостоящим и дефицитным элементом и выход его из строя влечет за собой длительный ремонт аппаратуры. Поэтому целесообразно предусматривать его защиту.

Основной причиной повреждения электродвигателей является преждевременное старение электрической изоляции, обусловленное длительной работой обмоток при температурах выше допустимой. В случае значительного повышения температуры обмоток по сравнению с допускаемым значением возможно повреждение электродвигателя в течение 1—2 *мин*. Перегрев обмоток может быть обусловлен одной из следующих причин: повышение частоты включения электродвигателя, повышение или понижение напряжения питания, колебания частоты питающего напряжения, повышение температуры окружающей среды, нарушение работы охлаждения, остановка двигателя под током.

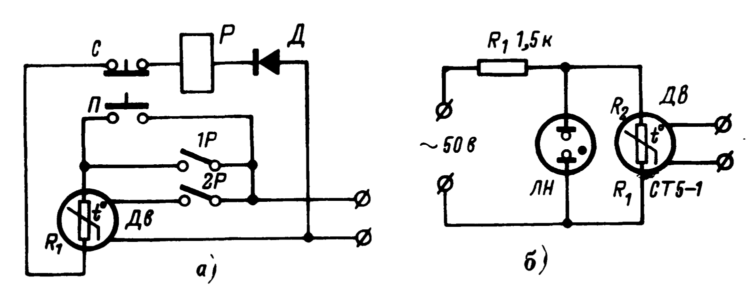


Рис. 26. Схема защиты (*а*) и сигнализации (*б*) аварийного режима работы электродвигателя.

Таким образом, защитное устройство должно реагировать на температуру обмоток и отключать электродвигатель, когда температура обмоток достигает предельно допустимого значения. Хорошие результаты удается получить при использовании терморезисторов в качестве датчиков температуры статорных обмоток. Так как постоянная времени, определяющая инерционность терморезисторов, невелика, защитное устройство с высокой точностью следит за всеми изменениями температуры. В устройствах защиты асинхронных двигателей принципиально возможно использование терморезисторов с отрицательным и положительным ТКС, однако защитные схемы с позисторами проще в исполнении и надежнее в работе.

Схема защиты электродвигателя при использовании позистора показана на рис. 26,*а*. Позисторы находятся в непосредственном тепловом контакте с обмотками. При повышении температуры обмоток выше допустимой сопротивление позистора резко возрастает, ток в цепи реле уменьшается и происходит отключение электродвигателя от питающей сети. Повторное включение электродвигателя возможно лишь после уменьшения температуры ниже значения, соответствующего температуре резкого увеличения сопротивления позистора.

В некоторых случаях можно ограничиться лишь сигнализацией. Схема устройства сигнализации с позистором и неоновой лампой приведена на рис. 26,*б*. Когда температура обмоток, в которые вмонтированы позисторы, достигает максимально допустимого значения, возрастает сопротивление терморезистора, увеличивается падение напряжения на нем и неоновая лампа вспыхивает, сигнализируя о перегреве обмоток.

В схемах защиты электродвигателей следует использовать позисторы, резкое увеличение сопротивления которых происходит при

температуре, соответствующей классу нагревостойкости изоляции используемого провода. Располагать датчики следует на лобовых частях статорных обмоток, так как именно эти участки обмоток подвержены тепловым перегрузкам. Терморезисторы крепятся к обмоткам тонкой киперной или изоляционной лентой, а изолируются от обмотки несколькими слоями конденсаторной бумаги. Можно также располагать позисторы внутри лобовой части обмоток.

Из промышленных типов терморезисторов с положительным ТКС в схемах защиты электродвигателей можно использовать позисторы СТ5-1. На каждой из обмоток располагается по одному позистору, которые включаются последовательно друг с другом и с обмоткой реле. При перегреве одной из обмоток происходят срабатывание защиты и отключение электродвигателя.

Применение позисторов позволяет создать простые и надежные устройства тепловой защиты асинхронных электродвигателей, используемых в радиоаппаратуре.

ЗАЩИТА ЭЛЕМЕНТОВ РАДИОСХЕМ ОТ ПЕРЕГРУЗКИ ПО ТОКУ

В ряде случаев для надежной работы радиосхемы необходимо предусматривать защиту некоторых элементов от перегрузки по току. Для этой цели можно использовать позисторы. Позистор при включении в цепь последовательно с нагрузкой может выполнять функции ограничителя тока (рис. 27). Когда сопротивление нагрузки $R_н$ падает ниже определенного значения, ток в цепи увеличивается и температура позистора повышается. При повышении температуры сопротивление позистора возрастает и ток в цепи ограничивается на заданном уровне (рис. 27). Рассматриваемая схема действует аналогичным образом при перегрузке по току, вызванной увеличением напряжения питания.

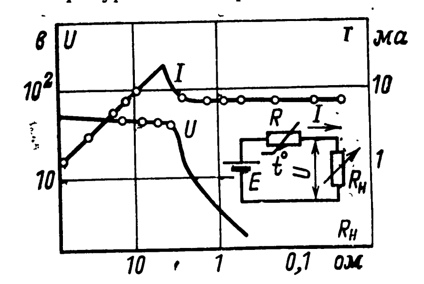


Рис. 27. Позистор в роли ограничителя тока.

На рис. 28 приведены зависимости сопротивления промышленных типов позисторов от выделяющейся в рабочем элементе мощности. Используя позисторы с различными номинальными сопротивлениями, удается обеспечить эффективную защиту элементов от перегрузки в широком диапазоне токов. Выбор позистора для использования в каждом конкретном случае производится следующим образом. Из рис. 28 определяют мощность P_0, при которой происходит резкое увеличение сопротивления позистора. С учетом предельно допустимого значения тока для защищаемого элемента рассчитывается требуемое номинальное сопротивление позистора:

$$R = P_0/I^2_{доп} . \qquad (69)$$

Если расчетное значение номинального сопротивления не совпадает с приведенным в табл. 6, выбирают ближайшее значение или делают расчет для другого типа позистора.

Позисторы можно использовать для защиты транзисторов от перегрузки по току. Для этого позистор включается в цепь коллектора или эмиттера транзистора.

Применяя позисторы для защиты от перегрузки по току, следует иметь в виду, что позисторы имеют достаточно большую постоянную времени (5—15 *сек*) и поэтому не способны обеспечить защиту от импульсных перегрузок малой длительности. Кроме того, с изменением температуры окружающей среды будет изменяться уровень ограничения. Однако в связи с тем, что допускаемые нагрузки большинства элементов радиосхем снижаются при повышении температуры, последнее замечание не исключает возможности использования позисторов в защитной аппаратуре.

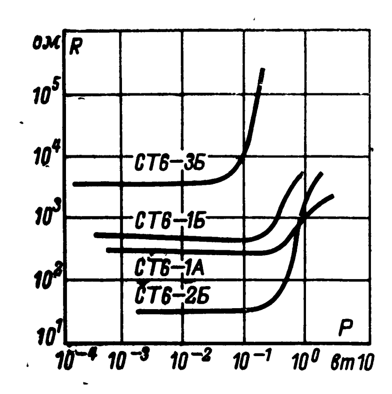


Рис. 28. Зависимость сопротивления позисторов от величины рассеиваемой в них мощности.

Рис. 29. Электронный предохранитель.

На основе полупроводниковых резисторов выполняют также более сложные схемы защиты от перегрузок с применением транзисторов или электронных ламп. При использовании терморезисторов косвенного подогрева ток нагрузки пропускается по обмотке подогрева и изменение сопротивления терморезистора управляет работой полупроводникового прибора или электронной лампы.

Все более широкое распространение в радиоаппаратуре получают электронные предохранители, защищающие радиосхемы от перегрузки. На рис. 29 приведена схема полупроводникового биполярного предохранителя. Для уменьшения остаточного тока в отключенном состоянии в схеме использован позистор. Принцип действия предохранителя состоит в следующем. Когда ток нагрузки меньше допустимого, транзистор T_1 заперт, а T_2 — отперт (насыщен). Падение напряжения на участке эмиттер — коллектор транзистора T_2 составляет несколько десятых долей вольта. При возникновении перегрузки напряжение на участке эмиттер—коллектор транзистора T_2 возрастает, что вызывает появление тока в цепи базы транзистора T_1. Он отпирается, а рабочая точка транзистора T_2 переходит в область отсечки и T_2 закрывается. При срабатывании предохранителя к позистору прикладывается практически все напряжение питания, что

приводит к разогреву его рабочего элемента. При этом сопротивление позистора резко увеличивается на несколько порядков и остаточный ток предохранителя уменьшается.

Такой предохранитель можно использовать в цепях постоянного и переменного тока. Если при работе предохранителя в цепи переменного тока замыкание возникает в такой момент времени, когда мгновенное значение переменного напряжения равно амплитуде, то на базу T_2 могут поступать импульсы тока большой величины. Поэтому для защиты T_2 предусмотрены диоды $Д_5$, $Д_6$. Конденсатор C_2 обеспечивает некоторую задержку управления транзистором T_2, из-за чего при перегрузке T_1 открывается раньше, чем закрывается T_2. Введение в схему конденсатора C_2 делает предохранитель нечувствительным к импульсным перегрузкам малой длительности.

Устройство такого типа можно использовать не только для защиты выпрямителей и стабилизаторов напряжения, но также с целью предохранения от перегрузки мощных выходных каскадов транзисторных усилителей.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

ТЕМПЕРАТУРНАЯ КОМПЕНСАЦИЯ ЭЛЕМЕНТОВ РАДИОСХЕМ

РАСЧЕТ ТЕРМОКОМПЕНСИРУЮЩИХ ЦЕПОЧЕК С ТЕРМОРЕЗИСТОРАМИ

Все элементы радиосхем в большей или меньшей степени изменяют свои параметры при изменении температуры. В ряде случаев эти изменения могут привести к тому, что даже при незначительных колебаниях температуры изменяется режим работы схемы, а при изменениях температуры в широких пределах возможно полное нарушение работы схемы и даже повреждение отдельных ее элементов. Для устранения подобных явлений применяют температурную компенсацию, сущность которой заключается в поддержании неизменными токов, протекающих в отдельных участках цепи при изменении температуры в заданных пределах. Неизменность токов обеспечивается поддержанием постоянства сопротивления этих участков или соответствующим изменением падения напряжения между точками электрической цепи.

Для температурной компенсации термозависимых элементов радиосхем широко используются цепочки, состоящие из линейных резисторов и терморезисторов. Сопротивление такой цепи в общем виде

$$R_ц = \frac{cR_т + d}{aR_т + b}, \qquad (70)$$

где $R_т$ — сопротивление терморезистора; a, b, c, d — коэффициенты, которые определяются сопротивлением и способом включения линейных резисторов.

Наиболее распространенные схемы термокомпенсирующих цепочек и значения коэффициентов для расчета $R_ц$ приведены в табл. 11.

Таблица 11

№ п/п.	Схема термокомпенсирующей цепи	Коэффициенты			
		a	b	c	d
I		1	r_1	r_1	0
2		0	1	1	r_1
3		1	$r_1 + r_2$	r_1	$r_1 r_2$
4		1	r_1	$r_1 + r_2$	$r_1 r_2$
5		1	$r_1 + r_2$	$r_1 + r_3$	$r_1 r_2 + r_1 r_3 + r_2 r_3$
6		$\frac{r_1 + r_2}{r_3} + 1$	$\frac{r_1}{r_3}(r_2 + r_3)$	$r_1 + r_2$	$r_1 r_2$

Температурный коэффициент сопротивления компенсирующей цепи

$$ТКС_ц = \frac{1}{R_ц} \frac{dR_ц}{dT}. \qquad (71)$$

Обычно при расчете термокомпенсирующей цепочки задается сопротивление при некоторой рабочей температуре $R_{ц0}$, температурный коэффициент сопротивления при том же значении температуры окружающей среды или полная температурная характеристика термокомпенсатора, выраженная графически или аналитически. По этим данным рассчитывают параметры терморезисторов и линейных резисторов, образующих термокомпенсирующую цепь. Однако строгое решение этой задачи в общем виде весьма сложно, а получающиеся уравнения часто неприемлемы для практического использования. Поэтому рассмотрим несколько частных случаев.

Наиболее широко для температурной компенсации в различных радиосхемах используются цепочки, состоящие из терморезистора с отрицательным ТКС и резистора, включенных параллельно или последовательно друг другу (схемы *1* и *2* в табл. 11). Сопротивление резистора r_1 для получения заданного сопротивления термокомпенсирующей цепи, собранной по схеме *1*, определяют по формуле

$$r_1 = \frac{R_ц R_т}{R_т - R_ц}.$$

Температурный коэффициент сопротивления постоянных резисторов, используемых в термокомпенсаторах, значительно ниже, чем у терморезисторов, и поэтому им можно пренебречь. При этом ТКС компенсирующей цепи

$$ТКС_ц = -\frac{r_1 B}{(R_т + r_1) T^2}. \qquad (72)$$

В случае последовательной термокомпенсирующей цепочки сопротивление резистора r_1 определяют из уравнения

$$r_1 = R_ц - R_т. \qquad (73)$$

Температурный коэффициент сопротивления цепочки

$$ТКС_ц = -\frac{R_т B}{(R_т + r_1) T^2}. \qquad (74)$$

Для термокомпенсирующих схем перспективны также позисторы. Наиболее широко в таких схемах можно использовать позисторы СТ6-1Б, СТ6-2Б, СТ6-3Б. Аналитически расчет таких схем затруднителен, поэтому параметры элементов термокомпенсатора можно определять графически или методом подбора.

ТЕМПЕРАТУРНАЯ КОМПЕНСАЦИЯ ИНДУКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

В настоящее время подавляющее большинство индуктивных элементов радиосхем выполняются из медной проволоки, ТКС которой положителен и составляет 0,4—0,42%/°C. Температурная характери-

стика сопротивлений индуктивных элементов представляет собой линейную зависимость

$$R_и = R_{и0}(1 + 4 \cdot 10^{-3} \Delta T), \qquad (75)$$

где $R_{и0}$ — сопротивление индуктивности при комнатной температуре; ΔT — изменение температуры. Поэтому температурная характеристика компенсирующей схемы также должна быть линейной и иметь наклон, соответствующий отрицательному ТКС. Расхождение между действительной и линейной зависимостями будет наименьшим, если эти характеристики имеют три общие точки, две из которых выбирают на границах заданного температурного диапазона, а одну — в середине диапазона. Это возможно лишь при выполнении условия

$$\frac{b}{a} = R_{т2} \frac{B - 2T_2}{B + 2T_2}, \qquad (76)$$

где a и b — коэффициенты (см. табл. 11); $R_{т2}$—сопротивление терморезистора при температуре T_2; T_2 — температура, соответствующая середине температурного диапазона.

Как показали исследования, температурная характеристика компенсирующей цепи наилучшим образом приближается к линейной зависимости, если линейная и действительная характеристики имеют общие точки при следующих температурах:

$$T_2 = \frac{T_{макс} + T_{мин}}{2}; \qquad (77)$$

$$T_1 = T_{мин} + 0{,}1\Delta T; \qquad (78)$$

$$T_3 = T_{макс} - 0{,}1\Delta T, \qquad (79)$$

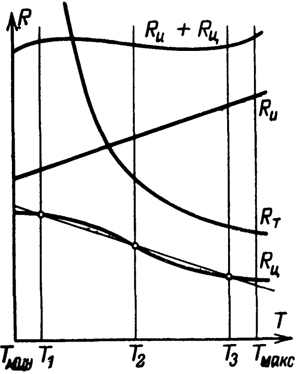


Рис. 30. Температурные зависимости сопротивления индуктивного элемента, терморезистора, компенсирующей цепи и общего сопротивления цепи после термокомпенсации.

где $\Delta T = T_{макс} - T_{мин}$ — заданный температурный интервал.

Для температурной компенсации индуктивных элементов широко используется схема *1* (табл. 11), включаемая последовательно с индуктивным элементом. Если известно сопротивление индуктивности при некоторой температуре, то по формуле (75) легко найти температурную характеристику индуктивного элемента, а следовательно, построить требуемую характеристику компенсатора. Задача сводится к нахождению таких параметров резистора и терморезистора, при которых температурная характеристика компенсирующей цепи (схема *1*) больше всего приближается к требуемой линейной зависимости (рис. 30). Параметры B и r_1 можно найти путем решения следующей системы уравнений:

$$B = 2T_2 \frac{r_1}{2R_{ц2} - r_1}; \qquad (80)$$

$$B = \frac{T_1 T_3}{T_3 - T_1} \ln \frac{R_{ц1}(r_1 - R_{ц3})}{R_{ц3}(r_1 - R_{ц1})}. \qquad (81)$$

Для решения системы уравнений строят графики $B=f(r_1)$ по формулам (80) и (81), в которые из уравнений (77), (78), (79) подставляют значения T_1, T_2, T_3 и значения $R_ц$ при этих температурах. Точка пересечения графиков функций (80) и (81) дает искомые значения B и r_1. Номинальное сопротивление терморезистора $R_{т0}$ определяют по формуле

$$R_{т0}=\frac{r_1 R_{ц2}}{r_1-R_{ц2}}\exp\left(\frac{B}{T_0}-\frac{B}{T_2}\right), \qquad (82)$$

где T_0 — температура, при которой указывается номинальное сопротивление терморезистора.

Необходимо учитывать, что для сохранения нормальной работы схемы сопротивление компенсирующей цепи должно быть небольшим. Полупроводниковые терморезисторы находят широкое применение в телевизорах для температурной компенсации изменения со-

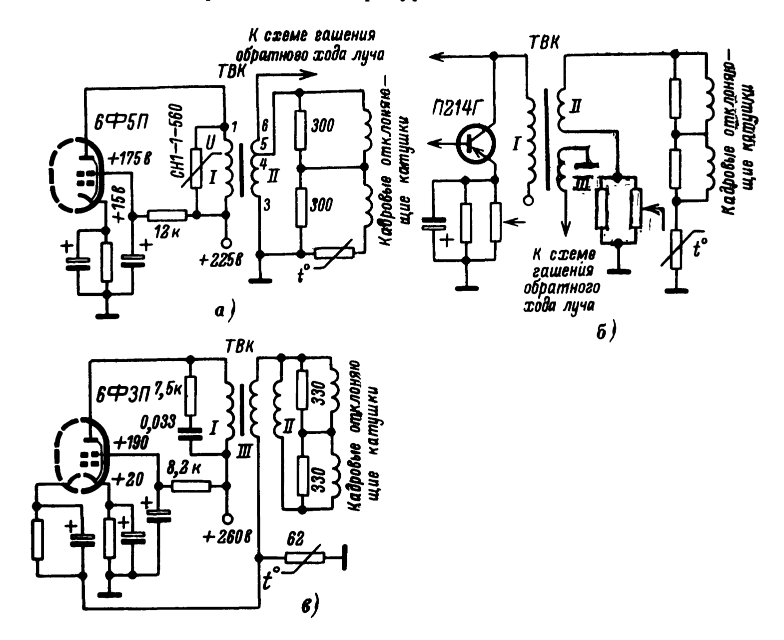


Рис. 31. Схемы температурной компенсации отклоняющих катушек кадровой развертки.

противления отклоняющих кадровых катушек и сопротивления вторичной обмотки выходного трансформатора кадровой развертки. Для этой цели разработаны специальные низкоомные терморезисторы типа СТ3-23. Они позволяют осуществить температурную стабилизацию размера изображения по вертикали в пределах ±3% при изменении окружающей температуры в пределах 25±10° С. Наиболее распространенные схемы включения компенсирующих элементов показаны на рис. 31. В схемах на рис. 31,*а* и *б* терморезистор включен

последовательно с отклоняющими катушками и изменение его сопротивления с температурой компенсирует увеличение сопротивления катушек. В схеме на рис. 31,*в* для стабилизации размера изображения введена обратная связь. Напряжение обратной связи снимается с третьей (дополнительной) обмотки ТВК. Изменение коэффициента обратной связи при изменении температуры компенсируется с помощью терморезистора.

Схемы на полупроводниковых терморезисторах широко используются также для температурной компенсации электроизмерительных приборов. У большинства типов электроизмерительных приборов рамки выполняются из медной проволоки. При колебаниях температуры окружающей среды это приводит к значительным ошибкам в показаниях приборов. Иногда для устранения таких ошибок последовательно с рамкой включают добавочные резисторы из манганиновой проволоки. Сопротивление таких резисторов в 5—10 раз превышает сопротивление рамки электроизмерительного прибора. Поэтому значительно увеличивается мощность, потребляемая прибором, и уменьшается его чувствительность.

Использование терморезисторов с отрицательным ТКС для температурной компенсации позволяет значительно повысить чувствительность приборов, так как сопротивление компенсаторов в этом случае составляет 25—40% от сопротивления рамки. Расчет параметров цепи ведется рассмотренными выше методами. Такой способ обеспечивает высокую степень компенсации. Сопротивление всей цепи при использовании терморезисторов остается постоянным с точностью до ±2% при колебаниях температуры окружающей среды от —50 до +50° С.

В аналогичных термокомпенсирующих схемах можно использовать некоторые типы позисторов.

КОМПЕНСАЦИЯ ТЕМПЕРАТУРНОГО ДРЕЙФА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ СТАБИЛИЗАТОРОВ

Наибольшая нестабильность выходного напряжения стабилизаторов высокого качества обусловлена влиянием температуры. Она проявляется как медленный дрейф напряжения и определяется изменением параметров, входящих в схему полупроводниковых приборов при колебаниях температуры.

Дрейф выходного напряжения обусловливается преимущественно дрейфом первого каскада усилителя обратной связи совместно с измерительным элементом, поскольку эти узлы схемы являются задающими. Дрейф за счет других элементов значительно меньше, так как ослабляется цепью обратной связи.

Основными параметрами, определяющими величину температурного дрейфа, являются: опорное напряжение кремниевого стабилитрона, напряжение на эмиттерном переходе усилительного транзистора и обратный ток коллекторного перехода.

Изменение напряжения кремниевого стабилитрона по величине и знаку пропорционально изменению температуры. Напряжение на эмиттерном переходе у германиевых транзисторов уменьшается приблизительно на 2 *мв* при повышении температуры на 1°. Обратный ток коллектора $I_{к0}$ растет с увеличением температуры, удваиваясь через каждые 10°.

На рис. 32 приведены основные варианты измерительных элементов совместно с входными цепями усилителя обратной связи

полупроводниковых стабилизаторов. В рабочем режиме выходное напряжение стабилизатора устанавливается таким, что напряжение на резисторе R_2 определяется одним из уравнений:

$$U_{R2}=E_0+U_{э.б} \text{ для схемы на рис. 32,}а;$$

$$U_{R2}=E_0-U_{э.б} \text{ для схемы на рис. 32,}б;$$

$$U_{R2}=E_0-U_{б.э1}+U_{б.э2} \text{ для схем на рис. 32,}в \text{ и } г,$$

где E_0 — опорное напряжение; $U_{э.б}$ — напряжение на эмиттерном переходе транзистора.

При увеличении температуры окружающей среды напряжение на стабилитроне возрастает на ΔE_0, а напряжение на эмиттерном переходе уменьшается на $\Delta U_{э.б}$. Таким образом, установятся новые значения напряжения на резисторе R_2:

$$\left.\begin{aligned} U'_{R2} &= (E_0+\Delta E_0)+(U_{э.б}-\Delta U_{э.б});\\ U'_{R2} &= (E_0+\Delta E_0)-(U_{э.б}-\Delta U_{э.б});\\ U'_{R2} &= (E_0+\Delta E_0)-(U_{э.б1}-\Delta U_{э.б1})+(U_{э.б2}-\Delta U_{э.б2}).\end{aligned}\right\} \quad (83)$$

Так как ΔE_0 всегда больше $\Delta U_{э.б}$, то во всех случаях $U'_{R2}>U_{R2}$. Соответственно возрастает и выходное напряжение стабилизатора, так как оно связано с величиной U_{R2} соотношением

$$U_{вых}=U_{R2}(1+R_1/R_2).$$

Из этого уравнения следует, что при повышении температуры для полной термостабилизации выходного напряжения необходимо либо уменьшать отношение R_1/R_2, либо компенсировать возрастание U_{R2}. Уменьшать отношение сопротивлений R_1/R_2 можно за счет уменьшения сопротивления резистора R_1 или увеличения R_2 при повышении температуры. Следовательно, для температурной компенсации нужно использовать компенсирующие цепочки, рассмотренные выше, на терморезисторах с отрицательным или положительным ТКС, включенные вместо R_1 или R_2 соответственно.

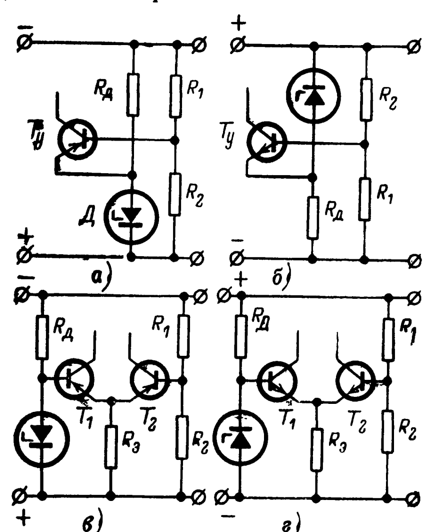


Рис. 32. Схемы измерительных элементов и входных цепей усилителей обратной связи полупроводниковых компенсационных стабилизаторов.

Для повышения точности термостабилизации в широком диапазоне температур необходимо создавать одинаковые температурные условия для стабилитронов, транзистора усилительного каскада и компенсирующих элементов.

Точный расчет термостабилизации выходного напря-

жения стабилизатора затруднителен ввиду многообразия факторов и большого разброса параметров полупроводниковых приборов, входящих в схему. Поэтому вначале проводится ориентировочный расчет, исходя из указанных выше соображений, а точная подгонка осуществляется в реальной схеме.

Для термостабилизации варисторных стабилизаторов напряжения необходимо компенсировать изменение параметров нелинейных резисторов, вызванное изменением температуры. Температурную компенсацию полупроводниковых варисторов можно осуществить с помощью компенсирующих цепочек, включаемых как часть линейных сопротивлений стабилизаторов, схемы которых приведены в гл. 2.

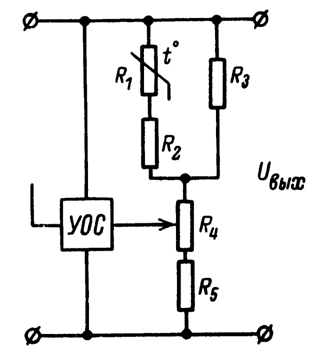


Рис. 33. Схема выходного делителя термозависимого стабилизатора напряжения.

Температурный коэффициент сопротивления варисторов составляет $0{,}2 \div 0{,}4\%/°C$ при 20° С. Следует, однако, иметь в виду, что ТКС варисторов зависит от величины приложенного напряжения и температуры окружающей среды.

Особый интерес представляет температурная компенсация мостовых стабилизаторов на варисторах, так как они используются в качестве опорных элементов в компенсационных схемах. Включением в плечи моста на варисторах термокомпенсирующих цепей с терморезисторами удается изготовить мостовые стабилизаторы, у которых изменение выходного напряжения не превышает $\pm 1{,}5\%$ при изменении температуры от —60 до +80° С.

Некоторые элементы, широко применяемые в радиотехнике при изменении температуры, изменяют не только электрические, но и магнитные параметры. Так, феррит-транзисторные коммутирующие ячейки весьма чувствительны к колебаниям температуры.

В некоторых случаях температурные изменения параметров схемы можно компенсировать соответствующим изменением величины питающего напряжения. Это достигается с помощью термозависимых стабилизаторов, выходное напряжение которых изменяется с температурой по заранее заданному закону. В простейшем случае эта зависимость носит линейный характер.

Термозависимый стабилизатор собирается по последовательной или параллельной схеме, выходной делитель которой содержит полупроводниковый терморезистор (рис. 33), устанавливаемый в питаемом устройстве.

Закон изменения выходного напряжения с температурой определяется температурной характеристикой выходного делителя, которую можно рассчитать методами, рассмотренными в настоящей главе. Ток через терморезистор делителя должен быть настолько малым, чтобы практически исключить его саморазогрев, приводящий к нежелательному уходу напряжения.

ГЛАВА ПЯТАЯ

ТЕМПЕРАТУРНАЯ СТАБИЛИЗАЦИЯ ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ

ВЛИЯНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ НА ПАРАМЕТРЫ ТРАНЗИСТОРА

В настоящее время транзисторы, обладающие целым рядом ценных качеств, находят широкое применение в самых различных областях радиоэлектроники. Однако наряду с положительными свойствами транзисторы имеют и недостатки. Одним из таких недостатков является зависимость параметров от температуры, что необходимо учитывать при расчете и конструировании радиосхем на полупроводниковых приборах и принимать специальные меры для температурной стабилизации схем.

Температурная зависимость параметров в основном обусловливается изменением характера проводимости полупроводниковых материалов и соответственным изменением свойств электронно-дырочных переходов.

Для большинства низкочастотных германиевых сплавных транзисторов малой мощности изменение коэффициента усиления по току $\beta_т$ с температурой в интервале 283—333° К можно рассчитать по следующей приближенной формуле:

$$\beta_т = \beta_0 a^{\Delta T/b}, \qquad (84)$$

где β_0 — коэффициент усиления транзистора по току при 293° К; $\Delta T = T - 239°$ К — изменение температуры; $b = 10°$ К и $a = 1{,}03 \div 1{,}07$ — постоянные величины.

Формула (84) учитывает только температурную нестабильность статического коэффициента усиления, когда режим работы транзистора по постоянному току не изменяется. Аналогичной формулой выражается температурная зависимость входного статического сопротивления h_{11}.

Однако наиболее существенное влияние на параметры транзисторов при колебаниях температуры окружающей среды оказывает изменение обратного тока коллектора $I_{к.о}$, который вызывает температурный дрейф рабочей точки. Эти термозависимые изменения режима обусловливают дополнительную нестабильность статических параметров — коэффициента усиления и входного сопротивления транзистора. Отметим, что при повышении температуры за счет увеличения обратного тока коллектора возрастает падение напряжения на сопротивлении нагрузки в цепи коллектора и соответственно уменьшается напряжение на участке коллектор — эмиттер $U_{к.э}$. Если это напряжение станет меньше напряжения насыщения, то рабочая точка переходит в область нелинейности коллекторных характеристик и возрастут нелинейные искажения каскада.

Зависимость обратного тока коллектора от температуры приближенно можно выразить одним из следующих соотношений:

$$I_{к.о.т} = I_{к.о} 2^{\Delta T/b}; \qquad (85)$$

$$I_{к.о.т} = I_{к.о} 10^{0{,}3\Delta T/b}, \qquad (86)$$

где $I_{к.о}$ — обратный ток коллектора при температуре $T_0 = 293°$ К.

Из соотношений (85) и (86) следует, что в диапазоне рабочих температур величина обратного тока коллекторного перехода может изменяться в десятки раз и, следовательно, вызывать значительное изменение параметров транзистора и усилительного каскада.

Характер рассмотренных температурных зависимостей сохраняется и у кремниевых транзисторов. Однако величина обратного тока коллектора кремниевых транзисторов меньше, чем у германиевых транзисторов. Поэтому температурная нестабильность коллекторного тока у них выражена гораздо слабее, что позволяет более успешно использовать кремниевые транзисторы в условиях больших колебаний температуры окружающей среды.

Таким образом, стабильность параметров транзисторов в области повышенных температур определяется температурной зависимостью обратного тока коллектора $I_{к.0}$, влияние которого на стабильность статических параметров в большинстве случаев является преобладающим.

В области отрицательных температур обратные токи коллекторных переходов уменьшаются настолько, что уже не могут оказывать сколько-нибудь заметного влияния на режим работы транзистора. Поэтому в области низких температур окружающей среды главным фактором, определяющим стабильность параметров транзисторов, является непосредственная температурная зависимость статических параметров.

СТАБИЛЬНОСТЬ РЕЖИМА ТРАНЗИСТОРНОГО КАСКАДА

Температурная нестабильность параметров транзисторов приводит к значительной зависимости основных характеристик транзисторных каскадов от температуры. В то же время изменения параметров усилительных каскадов при колебаниях температуры зависят от используемой схемы включения транзисторов и режима ее работы. Оценку стабильности режима принято производить по величине изменения тока коллектора, которое обусловливается нестабильностью обратного тока коллектора $I_{к.0}$, коэффициента усиления по току $\beta_т$ и напряжения на коллекторе $U_к$. Воздействие каждого из этих факторов на величину тока коллектора характеризуется соответствующим коэффициентом стабильности: S_i, S_β, S_U. В том случае, когда основным дестабилизирующим фактором являются колебания температуры, с точностью, приемлемой для практических расчетов, можно считать, что коэффициент стабильности схемы

$$S \approx S_i = \Delta I_к / \Delta I_{к.0}. \quad (87)$$

Чем меньше величина S, тем слабее влияют на режим работы каскада колебания температуры.

В схеме с общей базой (рис. 34,*а*) общий ток коллектора $I_к$ является суммой управляемой части коллекторного тока и неуправляемой части $I_{к.0}$:

$$I_к = \alpha I_э + I_{к.0}, \quad (88)$$

где коэффициент передачи α транзистора в схеме с общей базой можно считать независимым от температуры, и поэтому основным фактором, определяющим нестабильность каскада, является обратный ток коллектора $I_{к.0}$. Следовательно, в широком интервале температур справедливо равенство

$$\Delta I_к = \Delta I_{к.0}, \quad (89)$$

а коэффициент стабильности для схемы с общей базой равен 1, так как изменение коллекторного тока происходит только за счет приращения обратного тока коллектора.

Для транзисторного каскада, собранного по схеме с общей базой, напряжение на коллекторе относительно общего провода определяется по формуле

$$U_к = E - I_к R_к, \tag{90}$$

где E — напряжение источника; $R_к$ — сопротивление в цепи коллектора.

Поэтому при повышении температуры за счет увеличения обратного тока коллектора происходит уменьшение напряжения на коллекторе на величину

$$\Delta U_к = \Delta I_{к.0} R_к. \tag{91}$$

В отдельных случаях величина $\Delta U_к$ может возрасти настолько, что появляется опасность захода рабочего участка выходной динамической характеристики в область отсечки или насыщения. Это приводит к появлению больших нелинейных искажений выходного сигнала.

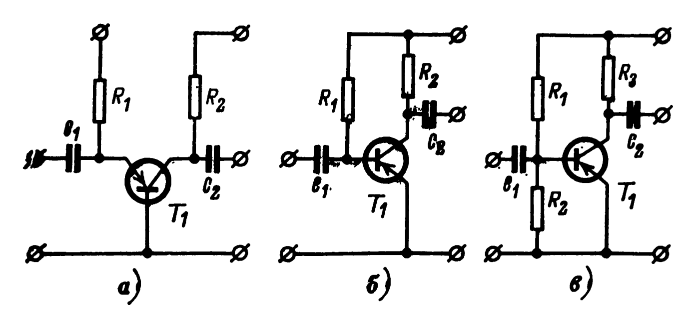


Рис. 34. Основные схемы подачи смещения в транзисторных каскадах.

Для каскада, собранного по схеме с общим эмиттером и фиксированным током базы (рис. 34,*б*), величина тока коллектора определяется выражением

$$I_к = \beta_т I_б + (1 + \beta_т) I_{к.0} \approx \beta_т (I_б + I_{к.0}). \tag{92}$$

Отсюда следует, что для изменения тока коллектора с температурой справедливо соотношение

$$\Delta I_к = \beta_т \Delta I_{к.0}. \tag{93}$$

Поэтому коэффициент стабильности каскада с общим эмиттером при фиксированном токе базы выражается формулой

$$S \approx \beta_т. \tag{94}$$

Так как коэффициент усиления $\beta_т$ может достигать больших значений (порядка $30 \div 100$), термостабильность такого каскада значительно хуже стабильности схемы с общей базой.

В схеме с общим эмиттером (рис. 34,*в*), в которой напряжение смещения задается с помощью делителя в цепи базы, для коллекторного тока справедливо соотношение

$$I_{к}=\beta_{т}I_{б}+I_{к.с}, \qquad (95)$$

где $I_{к.с}$ — сквозной ток коллектора.

Сквозной ток коллектора является неуправляемой частью общего коллекторного тока (95), а температурные изменения $I_{к.с}$ определяют приращение общего коллекторного тока. Поэтому для схемы с общим эмиттером и потенциометрическим смещением величина коэффициента стабильности выражается формулой

$$S=\Delta I_{к.с}/\Delta I_{к.0}. \qquad (96)$$

Величина $I_{к.с}$ пропорциональна обратному току коллекторного перехода $I_{к.0}$ и зависит от конкретных режимов работы схемы. Обычно величина сквозного тока находится в пределах

$$\beta_{т}I_{к.0}>I_{к.с}>(2\div 4)I_{к.0}. \qquad (97)$$

Следовательно, влияние обратного тока коллектора $I_{к.0}$ на температурную нестабильность коллекторного тока в схеме с общим эмиттером и потенциометрическим смещением тоже проявляется в значительно большей степени, чем в схеме с общей базой. Кроме того, на нестабильность рабочей точки в схеме с общим эмиттером некоторое влияние оказывает изменение $\beta_{т}$ с температурой. Однако влияние $\beta_{т}$ незначительно по сравнению с нестабильностью, вызываемой изменением сквозного тока, и поэтому на практике учитывают влияние только $I_{к.с}$.

Используя соотношение (97), определяющее изменение величины сквозного тока коллектора в схеме с общим эмиттером (рис. 34,*в*), для коэффициента стабильности каскада можно получить следующее соотношение:

$$\beta_{т}>S>(2\div 4). \qquad (98)$$

Как видно из формулы (96), для улучшения стабильности каскада с общим эмиттером необходимо уменьшать величину сквозного тока коллектора $I_{к.с}$, который зависит от эквивалентного сопротивления $R_{б}$ в цепи базового смещения:

$$R_{б}=\frac{R_1R_2}{R_1+R_2}. \qquad (99)$$

Уменьшая $R_{б}$, можно уменьшить сквозной ток и, следовательно, коэффициент стабильности схемы. Однако значительное уменьшение $R_{б}$ нецелесообразно, так как при этом существенно снижается экономичность каскада. Следовательно, необходимо в цепи делителя базового смещения использовать резисторы с такими номинальными сопротивлениями, чтобы сохранить достаточно высокий к. п. д. каскада и получить требуемую величину коэффициента стабильности.

При расчете транзисторных схем требуемая величина S выбирается, исходя из рабочего диапазона температур, в пределах которого должно работать данное транзисторное устройство. Для каскадов на германиевых транзисторах, рассчитываемых на предельную рабочую температуру до 333° K, можно задаваться величиной

$S \leqslant 3 \div 4$. Если величина коэффициента стабильности превышает эти значения, то транзисторная радиоаппаратура пригодна для эксплуатации в нормальных условиях, когда температура окружающей среды не превышает $298 \div 303°$ K.

В настоящее время повышение термостабильности каскадов осуществляется обычно или введением отрицательной обратной связи, или за счет компенсации изменений, вызываемых колебаниями режима работы схем, с помощью терморезисторов.

Отрицательная обратная связь осуществляется по постоянному напряжению или току; иногда применяется комбинированная обратная связь. Отметим, что введение отрицательной обратной связи вызывает ухудшение некоторых параметров каскада, а в отдельных случаях бывает вообще нецелесообразно. Так, если сопротивление нагрузки постоянному току невелико (например, в каскадах с трансформаторным выходом), то эффективность действия обратной связи по напряжению становится малой, и такой каскад может практически не отличаться от каскада с фиксированным смещением.

Наибольшее распространение получила стабилизация режима путем введения отрицательной обратной связи по току при наличии потенциометрического смещения. Недостатком такой схемы по сравнению с предыдущей является некоторое уменьшение входного сопротивления по переменному току и повышенный расход мощности от источника питания из-за рассеяния мощности на делителе смещения и на резисторе в цепи эмиттера.

Введение комбинированной отрицательной обратной связи не всегда целесообразно, так как при этом некоторое увеличение стабильности достигается ценой большого снижения коэффициента усиления каскада. Таким образом, термостабилизация транзисторных каскадов только за счет введения отрицательных обратных связей имеет определенные ограничения, и в ряде случаев целесообразно использовать термокомпенсационный способ стабилизации режимов работы транзисторных схем или совместное применение термокомпенсации и обратной связи.

ТЕРМОКОМПЕНСАЦИОННАЯ СТАБИЛИЗАЦИЯ РЕЖИМА ТРАНЗИСТОРНОГО КАСКАДА ПРИ ПОМОЩИ ТЕРМОРЕЗИСТОРОВ С ОТРИЦАТЕЛЬНЫМ ТКС

Стабилизация режима транзисторного каскада с помощью отрицательной обратной связи по постоянному току хотя и позволяет получить удовлетворительные результаты, но требует дополнительного расхода мощности источника питания, выделяемой в делителе смещения и на резисторе в цепи эмиттера.

Так как к экономичности транзисторных устройств иногда предъявляются жесткие требования, стремятся использовать транзисторные каскады с максимально возможным коэффициентом полезного действия. Требованию максимального к. п. д. должны в первую очередь удовлетворять мощные каскады, определяющие, как правило, экономичность всей схемы.

Для повышения к. п. д. мощных каскадов необходимо полнее использовать транзисторы по току и напряжению, чтобы получить наибольшую полезную мощность в нагрузке. Поэтому выгодно использовать выходные каскады, не имеющие резистора в эмиттерной цепи. Вместе с тем полное использование транзистора по току и на-

пряжению позволяет применить транзистор с меньшей номинальной мощностью, и поэтому снижается мощность, расходуемая на стабилизацию его режима. Аналогичное положение имеет место в импульсных схемах, выполняемых на транзисторах.

Таким образом, мощные транзисторные каскады одновременно должны иметь максимально возможный к. п. д. и высокую термостабильность. Для выполнения этих условий нужно применять такие методы стабилизации рабочей точки, которые характеризуются малой мощностью потребления. Этими свойствами обладает термокомпенсационный метод стабилизации режима, основанный на использовании терморезисторов.

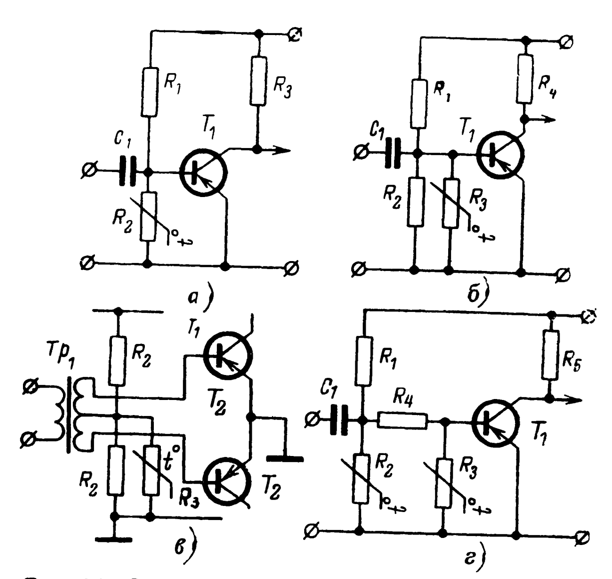


Рис. 35. Схемы включения терморезисторов с отрицательным ТКС **для термостабилизации транзисторных каскадов.**

Принципиальная схема стабилизации режима транзисторного каскада с терморезистором в цепи смещения показана на рис. 35,*а*. В этой схеме терморезистор с отрицательным ТКС включен в базовую цепь транзистора таким образом, что при повышении температуры происходит уменьшение отрицательного напряжения на базе за счет уменьшения сопротивления терморезистора. При этом уменьшается ток смещения, что вызывает уменьшение коллекторного тока. В результате увеличение коллекторного тока, вызванное температурной нестабильностью транзистора, будет скомпенсировано его уменьшением за счет действия термозависимого смещения, так что общее изменение тока коллектора может быть незначительным.

Для того чтобы получить высокую стабильность транзисторного каскада, сопротивление в цепи делителя должно изменяться с темпе-

ратурой в интервале от 293 до 333° К в соответствии с формулой

$$R_{2т} = R_2 \cdot 10^{(T_0 - T)\gamma}, \quad (100)$$

где γ — постоянная величина для данного типа транзистора.

В формуле (100) при расчете сопротивления в цепи делителя базового смещения для германиевых сплавных транзисторов задаются величиной γ, равной приблизительно 0,15—0,25. Для мощных транзисторов величина γ зависит еще и от тока коллектора: для транзисторов типа П201 при изменении тока коллектора от 100 до 300 *ма* величина γ возрастает примерно от 0,013 до 0,021; для транзисторов П4А при изменении тока от 100 до 500 *ма* γ изменяется от 0,03 до 0,045; для транзисторов типа П4Б в этом же интервале токов γ примерно постоянна и составляет около 0,029—0,032. Рассматриваемая зависимость часто не совпадает с температурной характеристикой терморезистора, и поэтому, как правило, при построении транзисторных усилителей приходится корректировать характеристику терморезистора. Для этой цели используют схемы термокомпенсации, рассмотренные в гл. 4. В простейшем случае коррекция температурной характеристики достигается включением линейного резистора параллельно терморезистору (рис. 35,*б*).

Параллельное соединение терморезистора и линейного резистора необходимо еще и потому, что использование одного терморезистора в цепи смещения приводит к появлению нестабильности каскада в области небольших положительных и отрицательных температур. Эта температурная нестабильность обусловлена тем, что при низких температурах обратный ток коллекторного перехода уменьшается настолько, что его изменение с температурой уже не оказывает заметного дестабилизирующего воздействия на режим работы каскада, в то время как за счет увеличения сопротивления терморезистора при низких температурах изменяется напряжение смещения, что вызывает изменение режима работы. В случае использования в цепи смещения параллельно соединенных терморезистора и линейного резистора при низких температурах сопротивление терморезистора существенно возрастает и величина базового смещения в основном определяется сопротивлением резистора R_2. В области повышенных температур происходит термокомпенсационная стабилизация режима аналогично рассмотренному ранее механизму.

Для получения хорошей термостабильности каскадов, схемы которых показаны на рис. 35,*б*, *в* необходимо выполнение условия

$$\frac{R_{т.макс}}{R_{т0}} \frac{R_{т0} + R_2}{R_{т.макс} + R_2} = 10^{\gamma (T_0 - T_{макс})}, \quad (101)$$

где $T_{макс}$ — максимальная рабочая температура схемы.

Сопротивление терморезистора $R_{т0}$ при комнатной температуре выбирается примерно равным входному сопротивлению транзистора $r_{вх}$. Тогда сопротивление R_2 можно рассчитать по формуле

$$R_2 = R_{т0} \frac{1 - 10^{\gamma (T_0 - T_{макс})}}{10^{\gamma (T_0 - T_{макс})} - \exp\left[B\left(\frac{1}{T_{макс}} - \frac{1}{T_0}\right)\right]} \times$$
$$\times \exp\left[B\left(\frac{1}{T_{макс}} - \frac{1}{T_0}\right)\right]. \quad (102)$$

Сопротивление резистора R_1 находится из уравнения

$$R_1 = \frac{(E - U_{б.э}) R_{т0} R_2}{U_{б.э} (R_{т0} + R_2)} . \qquad (103)$$

Схему температурной стабилизации транзисторного каскада можно рассчитать несколько иначе. При этом исходят из того, что можно сохранить постоянство коллекторного тока при повышении температуры, уменьшая напряжение смещения эмиттерного перехода транзистора на величину $D_т \Delta T$. Для германиевых сплавных транзисторов значения $D_т$ лежат в пределах 2÷3 *мв/град*. Номинальное сопротивление терморезистора выбирается приблизительно равным входному сопротивлению каскада. Расчет делителя в цепи смещения транзистора ведут по следующим формулам:

$$R_2 = \frac{R_{т0} D_т}{-0,9\alpha_т U_{б.э} - D_т} ; \qquad (104)$$

$$R_1 = \left(\frac{R_{т0} R_2}{R_т + R_2} \right) \frac{E - U_{б.э}}{U_{б.э}} , \qquad (105)$$

где $D_т = \left| \frac{\Delta U_{б.э}}{\Delta T} \right|_{I_к = const}$ — изменение напряжения смещения базы при изменении температуры на 1°, обеспечивающее компенсацию изменения тока коллектора;

$\alpha_т$ — ТКС терморезистора при $T_c = \frac{T_{макс} + T_{мин}}{2}$, т.е. в середине температурного диапазона;

E — напряжение источника питания.

Полученные расчетом сопротивления резисторов R_1 и R_2 округляют до ближайших номинальных величин.

В выходных транзисторных каскадах большой мощности, характеризующихся большим потреблением тока от источника питания, терморезистор целесообразно закреплять непосредственно на корпусе транзистора или на его радиаторе, с тем чтобы обеспечить тепловой контакт между терморезистором и корпусом прибора. Это необходимо для того, чтобы компенсация изменения режима происходила не только с учетом изменения температуры окружающей среды, но главным образом с учетом изменения температуры самого транзистора, так как на транзисторах, работающих в мощных каскадах, рассеивается большая мощность, существенно повышающая температуру окружающей среды.

Для термостабилизации ряда типов транзисторов необходимо, чтобы сопротивление низкоомного плеча в делителе базового смещения уменьшалось в 6—10 раз в интервале температур от 293 до 333° К. Рассмотренная выше схема в этом случае не может обеспечить совершенной термостабилизации, и поэтому используют схему, показанную на рис. 35,*г*.

Если в этой схеме используются одинаковые терморезисторы, а сопротивления резисторов R_1 и R_4 равны, то, пренебрегая током

базы транзистора, получим следующую зависимость напряжения смещения от температуры:

$$U_{б.э} = U_{б.э0} \left(\frac{1 + k}{1 + k_т} \right)^2, \qquad (106)$$

где $k = R/R_{т0}$, а $k_т = R/R_т$.

Обычно в транзисторных схемах $k \gg 1$, и поэтому

$$U_{б.э} = U_{б.э0} \left(\frac{R_т}{R_{т0}} \right)^2 = U_{б.э0} \exp \left[2B \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right) \right]. \qquad (107)$$

Таким образом, степень компенсации с применением такой схемы значительно увеличивается. При определенном соотношении между характеристикой термозависимой цепи смещения и требуемой характеристикой компенсации можно даже получить перекомпенсацию, т. е. уменьшение тока коллектора с ростом температуры, что соответствует отрицательному значению коэффициента стабильности. Такое явление нежелательно для транзисторных радиосхем, за исключением схем специального назначения.

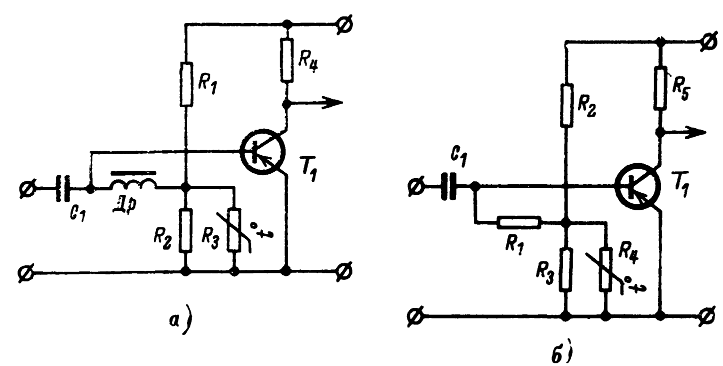


Рис. 36. Термокомпенсированные транзисторные каскады с высоким входным сопротивлением.

Недостатком рассмотренных схем термостабилизации режима транзисторного каскада является значительное увеличение потерь сигнала на входе в области повышенных температур за счет шунтирующего влияния терморезистора и уменьшение входного сопротивления каскада. Потери сигнала за счет шунтирующего действия терморезистора можно значительно уменьшить путем подачи смещения через обмотку дросселя (рис. 36,*а*). В случае же, когда габариты транзисторного каскада ограничены, можно применить схему подачи смещения на базу транзистора через дополнительный резистор (рис. 36,*б*). В таком каскаде потери по переменному току в области высоких температур могут быть значительно снижены, но при этом увеличивается расход питания и несколько ухудшаются условия работы каскада в области отрицательных температур.

Термокомпенсационный метод стабилизации режима транзисторного каскада, как и стабилизация, осуществляемая путем введения отрицательных обратных связей, применяемые раздельно, имеют

определенные недостатки. Термокомпенсационная стабилизация не может исключить дрейфа величины обратного тока коллектора и коэффициента усиления $\beta_т$ во времени и связанных с ними изменений режима. Кроме того, параметры транзисторов имеют значительный разброс, и поэтому термокомпенсационный метод позволяет обеспечить стабилизацию режима лишь для данного экземпляра транзистора, а при замене его другим транзистором того же типа из-за разброса параметров режим работы каскада может измениться. Поэтому термокомпенсационный метод часто применяется совместно с методом стабилизации, использующим обратные связи.

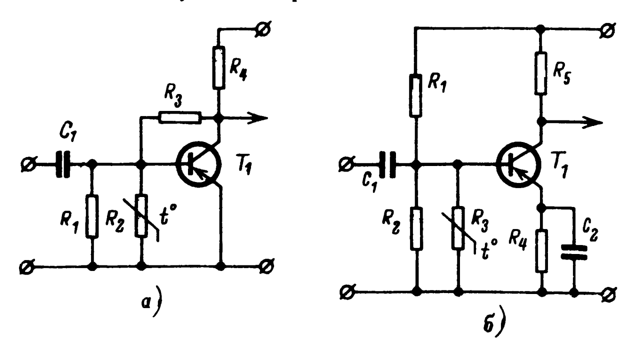


Рис. 37. Стабилизация режима транзисторных каскадов при помощи термозависимого смещения и введения цепи обратной связи.

При комбинированном применении отрицательной обратной связи и терморезисторов могут быть в наибольшей степени использованы преимущества каждого из методов температурной стабилизации и в некоторой мере ослаблены присущие им недостатки. Принципиальные схемы транзисторных каскадов с комбинированной термостабилизацией режима показаны на рис. 37. Наиболее широкое распространение получила схема с использованием термокомпенсирующей цепи и отрицательной обратной связи по току (рис. 37,*б*). В подобных схемах мощность, затрачиваемая на стабилизацию режима, может быть значительно снижена и одновременно обеспечена удовлетворительная взаимозаменяемость транзисторов.

ТЕРМОКОМПЕНСАЦИОННАЯ СТАБИЛИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРНОГО КАСКАДА ПРИ ПОМОЩИ ПОЗИСТОРОВ

В тех случаях, когда температурная стабилизация обеспечивается подачей термозависимого смещения на базу транзистора с делителя на терморезисторе с отрицательным ТКС, некоторые параметры усилительного каскада ухудшаются. Так как терморезисторы включаются во входную цепь транзистора, то при повышении температуры входное сопротивление усилительного каскада значительно уменьшается, что в ряде случаев является нежелательным. Этот недостаток можно исключить, если для температурной стабилизации использовать позисторы.

Наиболее простая схема термостабилизации транзисторного каскада, в которой позистор включен в цепь базового делителя для получения термозависимого смещения, показана на рис. 38,*а*. Расчет такой схемы проводится аналогично схеме, где термозависимое смещение обеспечивается применением терморезисторов с отрицательным ТКС, с той лишь разницей, что задается зависимость сопротивления R_1 от температуры. На рис. 38,*б* показана требуемая температурная зависимость сопротивления в цепи делителя базового смещения. Следует иметь в виду, что требуемая температурная зависимость сопротивления не всегда соответствует температурной характеристике определенного типа позистора, и поэтому необходима коррекция характеристик позисторов. Коррекция характеристик осу-

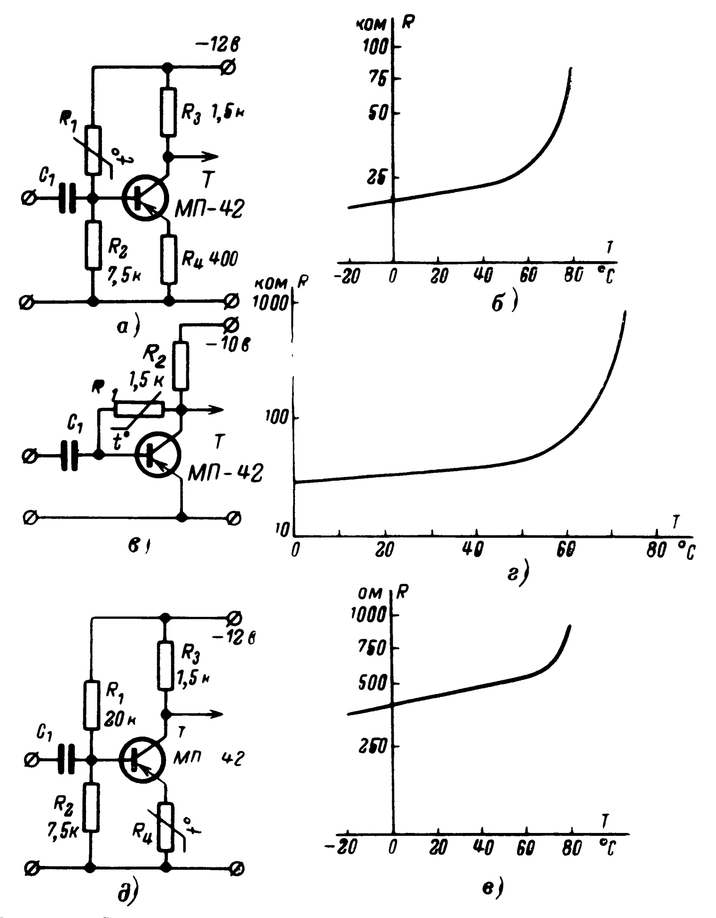


Рис. 38. Схемы включения позисторов для термостабилизации транзисторных каскадов и требуемые температурные характеристики стабилизирующих элементов.

ществляется включением дополнительных линейных резисторов параллельно или последовательно позистору. Следовательно, в схемах транзисторных каскадов, приведенных на рис. 38, вместо указанных позисторов могут применяться цепочки, образованные параллельным или последовательным включением линейных резисторов и терморезисторов.

Для стабилизации параметров каскада на транзисторах можно использовать также схему, показанную на рис. 38,*в*, в которой в цепи обратной связи по напряжению включен терморезистор с положительным ТКС. Применяя позистор, температурную стабильность такой схемы можно значительно улучшить по сравнению со схемой, в которой введена фиксированная обратная связь по напряжению, даже при небольших сопротивлениях нагрузки в цепи коллектора. Требуемая температурная характеристика сопротивления в цепи обратной связи для схемы рис. 38,*в* показана на рис. 38,*г*. Используя в цепи обратной связи элемент, температурная характеристика которого близка к заданной, удается получить достаточно высокую стабильность каскада. В рассматриваемой схеме в качестве такого элемента можно использовать полупроводниковый терморезистор с положительным ТКС, например, типа СТ6-1Б, включенный последовательно с линейным резистором.

Для улучшения стабильности режима транзисторного каскада в широком интервале температур в цепь эмиттера можно включать термозависимую цепочку, содержащую позистор. Это равноценно введению термозависимой обратной связи по постоянному току. При повышении температуры сопротивление термозависимой цепи увеличивается и соответственно уменьшается напряжение $U_{б.э}$, что обеспечивает поддержание тока коллектора транзистора на заданном уровне. Схема такого каскада показана на рис. 38,*д*. Однако для получения высокой термостабильности каскада и вместе с тем обеспечения высокого коэффициента усиления термозависимая цепочка должна иметь определенные характеристики. Требуемая температурная зависимость сопротивления компенсирующего элемента в цепи эмиттера для схемы рис. 38,*д* показана на рис. 38,*е*. Такую зависимость можно получить, включая линейный резистор как параллельно, так и последовательно с позистором. Следует иметь в виду, что ток, протекающий через позистор, не должен вызывать его значительного разогрева, в противном случае сложно обеспечить заданный коэффициент стабильности схемы.

Так как расчет требуемой зависимости сопротивления компенсирующей цепочки в схемах на рис. 38 затруднителен, определение этих зависимостей можно проводить экспериментально. Для этого в термокомпенсирующую цепь включается переменный резистор, а транзистор помещается в термостат, в котором температура изменяется в заданных пределах. При каждом значении температуры при помощи переменного резистора подбирается такое сопротивление компенсирующей цепи, которое обеспечивает неизменность тока коллектора, фиксируемого миллиамперметром. Построив требуемую температурную характеристику термозависимой цепи и подбирая элементы, имеющие необходимые параметры, удается обеспечить хорошую термостабилизацию усилительного каскада.

На рис. 39,*а* показаны зависимости тока коллектора от температуры для усилительных каскадов, схемы которых приведены на рис. 38. Кривая *2* представляет собой температурную зависимость тока коллектора транзистора МП-42, включенного по схеме на

рис. 38,*в*. Термозависимый элемент в цепи обратной связи состоит из позистора СТ6-3Б с номинальным сопротивлением 10 *ком*, включенного параллельно ему резистора с сопротивлением 100 *ком* и соединенного последовательно с ними резистора с сопротивлением 22 *ком*. Как следует из рис. 39,*а*, в интервале температур от 0 до 70° С изменение тока коллектора в такой схеме не превышает ±5%. Для аналогичной схемы, в которой вместо компенсирующего контура в цепи обратной связи включен резистор с сопротивлением 30 *ком*, в указанном интервале температур происходит изменение тока коллектора в пределах от —5 до +45% по отношению к своему значению при 293° К (кривая *1* на рис. 39,*а*).

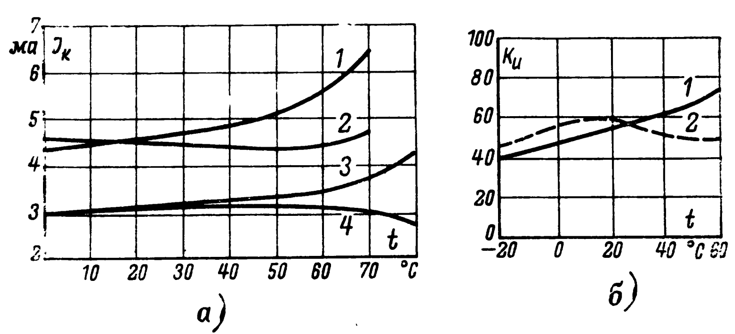


Рис. 39. Влияние температуры на параметры транзисторных каскадов стабилизированных позисторами.

Кривая *3* рис. 39,*а* представляет зависимость тока коллектора транзистора МП-42 от температуры для схемы, аналогичной рис. 38,*д*, но в цепи эмиттера вместо компенсирующего контура включен резистор с сопротивлением 400 *ом*. В интервале температур от 233 до 343° К коллекторный ток изменяется в пределах —10÷+25% (по сравнению со своим значением при температуре 273° К). Следовательно, схема с обратной связью по постоянному току обеспечивает весьма высокую термостабильность. Включая в цепь эмиттера транзистора термозависимый контур, состоящий из соединенных последовательно позистора СТ6-1Б с сопротивлением 120 *ом* и резистора, удается уменьшить изменение тока коллектора до ±1% в интервале температур от 273 до 343° К (кривая *4*). На рис. 39,*б* показаны зависимости коэффициента усиления транзисторного каскада, в котором для термостабилизации режима используются позистор и линейный резистор, включенные параллельно в цепь эмиттера. Без применения цепочки термостабилизации коэффициент усиления схемы в интервале температур от 253 до 333° К изменяется более чем в 1,5 раза. При соответствующем подборе параметров резистора и позистора температурная зависимость коэффициента усиления каскада можно существенно уменьшить, как показано на рис. 39,*б*.

Необходимо отметить, что позистор, включенный в схему усилительного каскада, не только выполняет функции термокомпенсирующего элемента, но одновременно является защитным элементом, ограничивающим ток коллектора при перегрузках. Это особенно важно при работе транзисторных схем при граничных положительных

температурах, когда ток коллектора резко возрастает, что может привести к тепловому пробою коллекторного перехода. Резкое увеличение сопротивления позистора, например СТ6-1Б, начинается при температуре около 60° С. Следовательно, такой позистор, включенный в схему, способен своевременно обеспечить ограничение тока коллектора и защиту коллекторного перехода от теплового пробоя. Для повышения эффективности защиты целесообразно, чтобы позистор находился в тепловой связи с корпусом транзистора.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

СХЕМЫ С ПОЛУПРОВОДНИКОВЫМИ РЕЗИСТОРАМИ ДЛЯ ДИСТАНЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ РАДИОАППАРАТУРОЙ

РЕГУЛИРУЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ РЕЗИСТОРАХ

Дистанционное управление получает все более широкое распространение как в производственной, так и в бытовой радиотехнической и электронной аппаратуре. Основными элементами схем дистанционного управления являются регулирующие или управляющие элементы. В качестве таких элементов используются электронные лампы, транзисторы, полупроводниковые резисторы и датчики Холла, а также переменные резисторы с определенной функциональной характеристикой. Весьма перспективно использование регулирующих элементов на основе полупроводниковых терморезисторов, варисторов, фоторезисторов, так как они позволяют получить широкий диапазон регулирования, малые нелинейные искажения, просты в изготовлении и эксплуатации.

Широкое распространение в качестве регулирующих элементов в устройствах дистанционного управления получили управляемые делители напряжения. Управляемый делитель напряжения обычно выполняют по параллельной (рис. 40,*а*) или последовательной (рис. 40,*в*) схеме. Параллельный делитель состоит из включенных последовательно постоянного резистора R и управляемого резистора r, с которого снимается выходное напряжение. При изменении сопротивления r коэффициент передачи делителя изменяется в соответствии с выражением

$$N = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{r}{r + R}. \qquad (108)$$

Диапазон регулирования для параллельного делителя рассчитывают по формуле

$$d = \frac{N_{макс}}{N_{мин}} = \frac{r_{макс}\,(r_{мин} + R)}{r_{мин}\,(r_{макс} + R)}. \qquad (109)$$

Выражая диапазон регулирования в децибелах, получим:

$$D = 20 \lg \frac{N_{макс}}{N_{мин}}. \qquad (110)$$

Регулировочные характеристики этого делителя показаны на рис. 40,*б*.

Из приведенных выше формул (108) и (109) следует, что для получения наибольшего коэффициента передачи параллельного делителя надо выбирать сопротивление резистора R минимальным, в то время как для получения наибольшего диапазона регулиро-

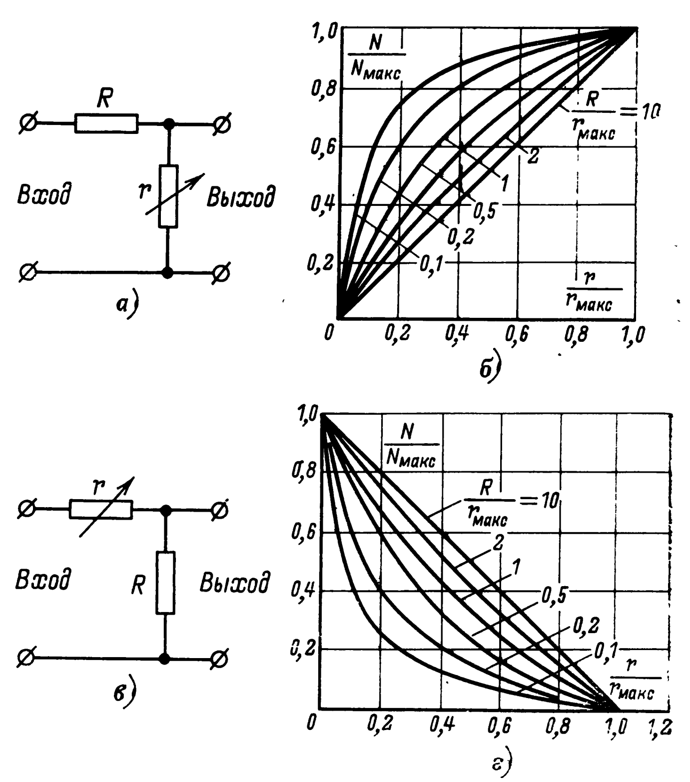


Рис. 40. Параллельный (*а*) и последовательный (*б*) делитель напряжения и их характеристики (*б*) и (*г*).

ния оно должно быть максимальным. Кроме того, использование резистора R с малым сопротивлением приводит к уменьшению входного сопротивления делителя.

В последовательном делителе напряжения выходное напряжение снимается с линейного резистора R. Коэффициент передачи такой схемы определяется соотношением

$$N = \frac{R}{r + R}. \tag{111}$$

Диапазон регулирования

$$d = \frac{r_{\text{макс}} + R}{r_{\text{мин}} + R}. \qquad (112)$$

В последовательном делителе напряжения коэффициент передачи будет максимальным при больших сопротивлениях резистора R, а диапазон регулирования — при малых сопротивлениях. Регулировочные характеристики последовательного делителя напряжения показаны на рис. 40,*г*.

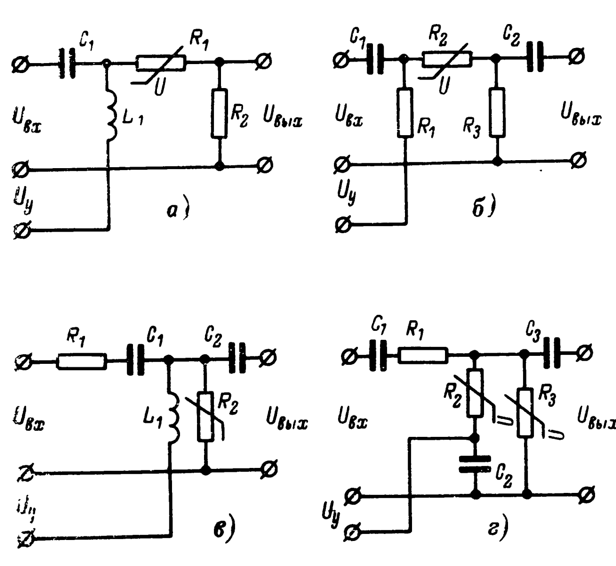


Рис. 41. Управляемые делители напряжения на варисторах.

В качестве управляемых резисторов в схемах рассматриваемых делителей целесообразно использовать полупроводниковые резисторы. На рис. 41 показаны наиболее распространенные схемы управляемых делителей переменного напряжения на варисторах. В этих схемах варистор составляет одно из плеч управляемого делителя напряжения, включенного в цепь переменного сигнала. Изменение переменного напряжения на выходе делителя осуществляется за счет изменения постоянного управляющего напряжения, часть которого прикладывается к варистору. С возрастанием величины управляющего напряжения дифференциальное сопротивление варистора переменному току уменьшается в соответствии со следующей формулой:

$$R_{\text{д}} = 1/\beta B U^{\beta - 1}\ , \qquad (113)$$

что приводит к изменению коэффициента передачи делителя и выходного напряжения. Относительное изменение $R_{\text{д}}$ с напряжением определяется коэффициентом нелинейности варистора β. Для полу-

чения достаточно большого диапазона регулирования необходимо выбирать варисторы с наибольшим коэффициентом нелинейности β, а максимальное значение управляющего напряжения следует брать близким к предельно допустимому рабочему напряжению варистора.

Следует иметь в виду, что дифференциальное сопротивление варистора зависит не только от величины постоянного управляющего напряжения, но и от амплитуды переменного напряжения сигнала, подаваемого на вход делителя. При амплитуде сигнала, соизмеримой по величине с управляющим напряжением, коэффициент передачи делителя тоже будет переменным, что приведет к появлению нелинейных искажений. Поэтому для их исключения подаваемое на вход переменное напряжение должно быть значительно меньше управляющего напряжения.

Простейшая схема последовательного управляемого делителя напряжения с варистором показана на рис. 41,*а*. Введенные в схему дроссель L_1 и емкость C_1 необходимы для разделения цепей переменного и постоянного тока. Сопротивление резистора R_2 выбирается исходя из условия получения заданного входного сопротивления и требуемой регулировочной характеристики. Варистор должен иметь наибольшую величину коэффициента нелинейности. Если выполняется условие

$$1/\omega C \leqslant R_2, \tag{114}$$

то сопротивлением разделительных конденсаторов при расчете можно пренебречь. В этом случае максимальное значение коэффициента передачи делителя при условии, что амплитуда входного переменного напряжения значительно меньше величины управляющего напряжения,

$$N_{\text{макс}} = \frac{\beta R_2 I_{\text{кл}} U^{\beta-1}_{\text{у.макс}}}{U^{\beta}_{\text{кл}} + \beta R_2 I_{\text{кл}} U^{\beta-1}_{\text{у.макс}}}, \tag{115}$$

где $I_{\text{кл}}$ и $U_{\text{кл}}$ — классификационные ток и напряжение варистора соответственно.

Минимальное значение коэффициента передачи можно получить, когда величина управляющего напряжения равна нулю. В этом случае $N_{\text{мин}}$ определяется величиной переменного напряжения сигнала.

Для получения наибольшего диапазона регулирования необходимо, чтобы максимальная величина управляющего напряжения удовлетворяла соотношению

$$U_{\text{у.макс}} = \sqrt[\beta+1]{\frac{0{,}8 P_{\text{доп}} U^{\beta}_{\text{кл}}}{I_{\text{кл}}}}, \tag{116}$$

где $P_{\text{доп}}$ — допустимая мощность рассеяния варистора.

В том случае, когда габариты устройства ограничены, использование дросселя нецелесообразно. В этом случае можно использовать схему управляемого делителя, показанную на рис. 41,*б*. По своему действию эта схема аналогична предыдущей. Разница заключается лишь в том, что для развязывания цепи по постоянному току служат конденсаторы C_1, C_2 и резистор R_1.

Сопротивление резистора R_1 определяется соотношением

$$R_1 = U_{\text{у.макс}} \sqrt[\beta+1]{\frac{U_{\text{кл}}^{2\beta}}{(0{,}8P_{\text{доп}})^{\beta} I_{\text{кл}}}} - \sqrt[\beta+1]{\frac{U_{\text{кл}}^{2\beta}}{I_{\text{кл}}^{2}(0{,}8P_{\text{доп}})^{\beta-1}}} - R_3. \tag{117}$$

Кроме того, следует иметь в виду, что при большом сопротивлении резистора R_1 приходится увеличивать максимальное значение управляющего напряжения $U_{\text{у.макс}}$, иначе на резисторе R_1 падение напряжения будет значительным, что приведет к уменьшению диапазона регулирования схемы из-за уменьшения используемой части вольт-амперной характеристики варистора. В связи с этим желательно иметь небольшое сопротивление резистора R_1, а, с другой стороны, оно не должно быть слишком малым, чтобы не шунтировать нагрузку предыдущего каскада. Диапазон регулирования управляемого делителя, собранного по схеме рис. 41,*б*, может достигать 40—50 *дб*. Параллельная схема управляемого делителя на варисторе показана на рис. 41,*в*. Исходя из тех же предпосылок, что и при расчете последовательного управляемого делителя, для рассматриваемой схемы параллельного делителя можно получить зависимость коэффициента передачи от величины управляющего напряжения, когда $U_{\text{у}} \gg U_{\text{вх}}$:

$$N = \frac{U_{\text{кл}}^{\beta}}{U_{\text{кл}}^{\beta} + R_1 I_{\text{кл}} U_{\text{у}}^{\beta-1}}. \tag{118}$$

Для обеспечения наибольшего диапазона регулирования делителя управляющее напряжение должно изменяться в следующих пределах:

$$0 \leqslant U_{\text{у}} \leqslant \sqrt[\beta+1]{\frac{0{,}8P_{\text{доп}} U_{\text{кл}}^{\beta}}{I_{\text{кл}}}}. \tag{119}$$

Так же как и в схемах последовательных делителей, для уменьшения габаритов устройства индуктивность L_1 можно заменить резистором. При расчете сопротивления этого резистора исходят из тех же соображений, что и при расчете сопротивления резистора R_1 в схеме на рис. 41,*б*.

Если имеются два варистора с одинаковыми параметрами, то, включив их последовательно по постоянному току и параллельно по переменному (рис. 41,*г*), удается получить управляемый делитель параллельного типа с небольшими искажениями выходного напряжения. Максимальная величина управляющего напряжения в этой схеме не должна превышать следующего значения:

$$U_{\text{у.макс}} \leqslant 2 \sqrt[\beta+1]{\frac{0{,}8P_{\text{доп}} U_{\text{кл}}^{\beta}}{I_{\text{кл}}}}. \tag{120}$$

Зная основные параметры варистора и сопротивление резистора R_1, коэффициент передачи делителя можно выразить сотношением

$$N = \frac{2^{\beta-2} U_{\text{кл}}^{\beta}}{2^{\beta-2} U_{\text{кл}}^{\beta} + \beta R_1 I_{\text{кл}} U_{\text{у}}^{\beta-1}}. \tag{121}$$

В рассмотренных схемах управляемых делителей вместо варисторов можно использовать полупроводниковые терморезисторы прямого подогрева. Аналитический расчет управляемых делителей напряжения на терморезисторах весьма сложен, и поэтому такие схемы либо рассчитывают графическим методом, либо добиваются требуемых характеристик методом подбора номиналов элементов схемы.

В схемах управляемых делителей можно использовать также терморезисторы косвенного подогрева, которые служат одним из плеч делителя и включаются в параллельной и последовательной схемах (рис. 42,*а, б*) вместо переменных резисторов *r*. Управляющее напряжение подается на обмотку подогрева терморезистора. При

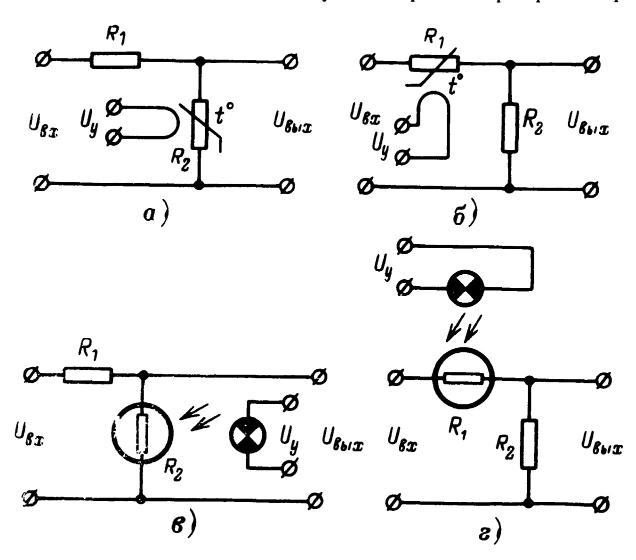


Рис. 42. Управляемые делители напряжения на терморезисторах и фоторезисторах.

изменении управляющего напряжения изменяется ток в цепи подогрева, вызывая изменение сопротивления терморезистора и коэффициента передачи делителя. Необходимо иметь в виду, что управляемые делители напряжения на терморезисторах прямого и косвенного подогрева обладают большой инерционностью, так как постоянная времени терморезисторов довольно высока. Поэтому при помощи таких делителей можно управлять только очень медленно изменяющимися сигналами.

Все более широкое распространение в радиоаппаратуре получают управляемые делители напряжения на полупроводниковых фоторезисторах. Фоторезистор включается в одно из плеч делителя, а управляющее напряжение подается на элемент, выполняющий функции источника света. При изменении величины управляющего напряжения изменяется световой поток источника, размещаемого вблизи резистора. Изменяется освещенность регулирующего элемента,

что приводит к изменению сопротивления фоторезистора и коэффициента передачи делителя.

Основным элементом таких управляемых делителей является источник света и фоторезистор, находящийся в оптической связи; иногда такие элементы называют оптоэлектронными преобразователями. Они легко поддаются миниатюризации, имеют большой срок службы и высокую надежность. Оптоэлектронные преобразователи обладают низким уровнем шумов и легко герметизируются.

Источник света и фоторезистор оптоэлектронного преобразователя помещается в светонепроницаемый корпус, а связь между входной и выходной цепями осуществляется световым лучом. В качестве источника света можно использовать лампы накаливания, газоразрядные лампы, светодиоды и люминесцентные элементы. Фоторезистор, используемый в оптоэлектронном преобразователе, должен иметь максимальную спектральную чувствительность в той области спектра, в которой источник света дает излучение наибольшей интенсивности. Применяя источники света и фоторезисторы с соответствующими параметрами, можно получать заданные передаточные характеристики преобразователя. Высокочастотная граница полосы пропускания оптоэлектронного преобразователя определяется частотными свойствами источника света и фоторезистора.

Схемы управляемых делителей на фоторезисторах показаны на рис. 42,*в, г*. Для расчета управляемых делителей необходимо знать световую характеристику источника и люкс-амперную характеристику примененного фоторезистора. Однако в практических расчетах удобно пользоваться зависимостью светового сопротивления фоторезистора от его освещенности, которую легко получить из люкс-амперных характеристик. Регулировочная характеристика управляемого делителя определяется характером этой зависимости с учетом световой характеристики источника света.

Расчет делителя параллельного типа ведется следующим образом. Находят диапазон изменения сопротивления нижнего плеча делителя. Максимальное сопротивление в схеме на рис. 42,*в* равно темновому сопротивлению фоторезистора $R_т$, или, с учетом сопротивления нагрузки делителя $R_н$, получим:

$$r_{макс} = \frac{R_т R_н}{R_т + R_н}. \qquad (122)$$

Аналогично минимальное сопротивление нижнего плеча делителя $r_{мин}$ равно световому сопротивлению фоторезистора $R_{св}$, или, с учетом $R_н$,

$$r_{мин} = \frac{R_{св} R_н}{R_{св} + R_н}. \qquad (123)$$

Затем вычисляют отношение

$$\frac{r_{макс}}{r_{мин}} = \frac{R_т}{R_{св}} \frac{(R_{св} + R_н)}{(R_т + R_н)}. \qquad (124)$$

Это отношение должно превышать заданный диапазон регулирования делителя D, или, если диапазон регулирования выражен в децибелах, должно выполняться следующее условие:

$$\frac{r_{макс}}{r_{мин}} > 10^{\frac{D}{20}} \qquad (125)$$

или

$$\lg \frac{r_{макс}}{r_{мин}} > \frac{D}{20}. \qquad (126)$$

При невыполнении этих условий необходимо провести одно из следующих изменений в схеме: увеличить сопротивление нагрузки, которым обычно является входное сопротивление усилительного каскада; заменить используемый фоторезистор другим, имеющим большее значение кратности изменения сопротивления $R_т/R_{св}$, или заменить используемый источник света другим, который способен создать более высокую освещенность светочувствительного элемента фоторезистора.

По заданному диапазону регулирования делителя D находят сопротивление линейного резистора R_1 в верхнем плече делителя в схеме рис. 42,*в*:

$$R_1 = \frac{10^{D/20} R_т R_{св}}{R_т - 10^{D/20} R_{св}}. \qquad (127)$$

С учетом сопротивления нагрузки сопротивление резистора R_1 следует рассчитывать по формуле

$$R_1 = \frac{10^{\frac{D}{20}} R_т R_{св} R_н}{R_т (R_{св} + R_н) - 10^{\frac{D}{20}} R_{св} (R_т + R_н)}. \qquad (128)$$

При выборе резистора R_1 следует помнить, что его сопротивление оказывает существенное влияние на вид регулировочной характеристики делителя (рис. 40,*а*).

Входное сопротивление такого делителя зависит от величины управляющего напряжения и в диапазоне регулирования может изменяться от $R_{св}+R_1$ до $R_т+R_1$, а кратность изменения входного сопротивления будет равна:

$$m = \frac{R_т + R_1}{R_{св} + R_1}. \qquad (129)$$

Фоторезистор можно включить как в нижнее, так и в верхнее плечо делителя напряжения. Расчет управляемого делителя последовательного типа проводится аналогичным образом.

Диапазон регулирования делителей на фоторезисторах может достигать 60 *дб* и более. Так же как и в управляемых делителях на терморезисторах косвенного подогрева, в схемах с фоторезисторами цепь управления полностью изолирована от цепи сигнала, что исключает попадание в нее каких-либо наводок из цепи управления, а также делает возможным использование сигнала постоянного тока. Если в качестве источника света применяется лампочка накаливания, то допускается использование переменного управляющего напряжения. Это не приводит к модуляции регулируемого сигнала и не вызывает появления фона в звуковом сигнале, что объясняется значительной тепловой инерционностью лампочки и высокой постоянной времени фоторезистора.

В отличие от варисторов и терморезисторов фоторезисторы при достаточно высоких напряжениях имеют линейную вольт-амперную характеристику, что улучшает характеристики управляемых делителей.

Существенным недостатком управляемых делителей на фоторезисторах является зависимость параметров фоторезистора от температуры окружающей среды. Так, при повышении температуры на 20°

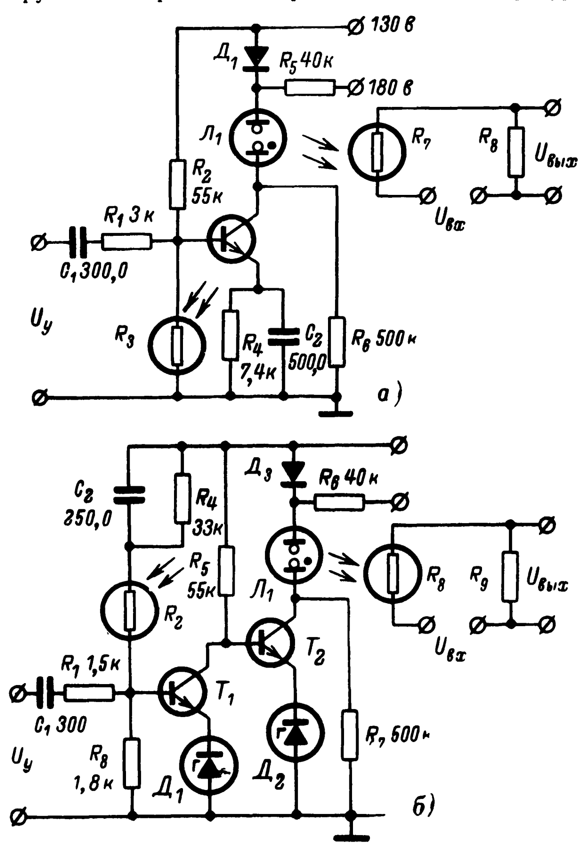


Рис. 43. Компенсированные делители напряжения на фоторезисторах.

кратность изменения сопротивления $R_т/R_{св}$, определяющая диапазон регулирования, уменьшается на 20—30%. Кроме того, если в качестве источника света используется лампочка накаливания, то в цепи управления рассеивается значительная мощность. Так как источник света стараются расположить возможно ближе к фоторезистору, чтобы избежать потерь световой энергии, последний будет дополнительно нагреваться за счет тепла, выделяемого лампой. При изменении управляющего напряжения изменяется рассеиваемая лампой мощ-

ность, что вызывает дополнительные колебания температуры фоторезистора и нестабильность коэффициента передачи управляемого делителя напряжения.

Следует иметь также в виду, что параметры фоторезисторов несколько изменяются во времени, с изменением величины приложенного напряжения и его частоты. Поэтому компенсация температурной, временной и т. д. нестабильностей пассивными методами, т. е. при помощи компенсирующих элементов, например терморезисторов, недостаточно эффективна.

Хорошую степень компенсации изменений параметров управляемых делителей, вызываемых колебаниями температуры окружающей среды, старением фоторезистора и источника света, можно получить, вводя в схему усилительный элемент и цепь обратной связи. На рис. 43 показаны две схемы управляемых делителей напряжения на фоторезисторах, в которых компенсация нестабильностей осуществляется при помощи цепи обратной связи. В обеих схемах источником света служит неоновая лампа, включаемая в коллекторную цепь транзистора и являющаяся нагрузкой транзисторного каскада.

Обратная связь по постоянному току осуществляется за счет оптической связи неоновой лампы с фоторезистором в цепи базы и служит для стабилизации режима неоновой лампы. Фоторезисторы в цепи базового смещения транзистора и в цепи собственно управляемого делителя должны быть однотипными и обладать идентичными характеристиками.

Благодаря применению такой схемы изменение параметров фоторезистора и неоновой лампы в широком интервале рабочих напряжений, температур и во времени практически не сказываются на характеристиках управляемого делителя.

Питание схемы рис. 43,*а* осуществляется от двух источников напряжения, из которых напряжение 180 *в* служит для зажигания неоновой лампочки через сопротивление 40 *ком*, а диод предотвращает замыкание между двумя источниками питания. Резистор сопротивлением 500 *ком*, включенный параллельно транзистору, предотвращает погасание лампы при запирании транзистора.

Схема управляемого делителя, показанная на рис. 43,*б*, работает аналогично рассмотренной выше с той лишь разницей, что здесь использован двухкаскадный транзисторный усилитель. Так как такой усилитель изменяет фазу управляющего напряжения на противоположную, фоторезистор R_2 включается в верхнее плечо делителя базового смещения транзистора. Изменение параметров управляемого делителя, собранного по схеме на рис. 43,*б*, в интервале температур от 263 до 323° К не превышало ±2%. Подбирая экземпляры фоторезисторов с одинаковыми параметрами, температурную нестабильность схемы можно еще более уменьшить.

ДИСТАНЦИОННОЕ УПРАВЛЕНИЕ УСИЛЕНИЕМ

За последние годы значительно повысились качественные показатели бытовой радиоэлектронной аппаратуры. Увеличились размеры экранов телевизоров, появились новые типы радиоприемников и радиол высокого класса, новые типы магнитофонов с малой скоростью движения ленты, что позволяет получить многочасовое воспроизведение музыки. Широкое распространение получает высококачественное объемное и стереофоническое воспроизведение звука через выносные акустические агрегаты. Все это привело к тому, что зритель и слу-

шатель теперь уже располагаются на значительном расстоянии от радиоаппарата. Поэтому как в промышленной, так и в любительской радиоаппаратуре наряду с разнообразными автоматическими регулировками все чаще применяется дистанционное управление характером передачи, осуществляемое с помощью выносных пультов.

Широкое распространение получает дистанционное управление усилением, в частности громкостью звука. Нередко для этой цели применяют ручные регуляторы, представляющие собой вынесенные из аппарата потенциометрические регуляторы громкости. Однако такие регуляторы не дают хороших результатов при использовании их в радиоаппаратуре высокого класса для дистанционного управления на значительном расстоянии, так как в соединительных проводах даже при тщательной их экранировке возможны значительные наводки переменных полей, приводящие к появлению фона. Кроме того, частотная характеристика таких регуляторов зависит от положения движка потенциометра. Емкость между соединительными проводами, влияние которой изменяется в процессе регулирования усиления, вызывает значительный завал частотной характеристики на высоких частотах звукового диапазона.

Для полного устранения наводок переменных полей необходимо отделить цепь переменного сигнала от цепи управления. Поэтому для дистанционного управления можно использовать рассмотренные выше управляемые делители напряжения.

На рис. 44,*а* показана схема усилительного каскада, усиление которого регулируется при помощи управляемого делителя напряжения на варисторах. Если в качестве управляющего напряжения делителя использовать напряжение, пропорциональное напряжению питания усилителя, то колебания напряжения в сети будут оказывать меньшее влияние на величину выходного напряжения сигнала, так как коэффициент передачи делителя и коэффициент усиления усилителя изменяются противофазно при изменениях напряжения в питающей сети. Следует иметь в виду, что в таких усилителях в качестве управляющего напряжения необходимо использовать постоянное напряжение.

На рис. 44,*б* показана схема регулируемого усилителя на транзисторах, в котором используется управляемый делитель с полупроводниковым терморезистором косвенного подогрева. Диапазон регулирования такого усилителя невелик (до 30 *дб*). Полное электрическое разделение цепей сигнала и управления позволяет прокладывать провода цепи управления делителем вблизи сильных переменных полей, не опасаясь появления фона в сигнальной цепи в результате наводок этих полей на цепь управляющего напряжения, и даже использовать в качестве управляющего переменное напряжение. При расчете управляемого делителя в схеме на рис. 44,*б* необходимо помнить, что резисторы R_2 и R_3 включены параллельно по переменному току, и поэтому делитель образован последовательным включением терморезистора ТКП-300 и резистора $R=R_2R_3/(R_2+R_3)$.

Принципиальная схема регулируемого усилителя, в котором применен управляемый дистанционно делитель напряжения на фоторезисторе, показана на рис. 44,*в*. Как указывалось выше, входное сопротивление такого делителя зависит от величины управляющего сигнала. Большое изменение входного сопротивления в процессе регулировки может отрицательно сказаться на работе предыдущего каскада, для которого входное сопротивление последующего каскада является нагрузкой. Результатом этого воздействия может быть из-

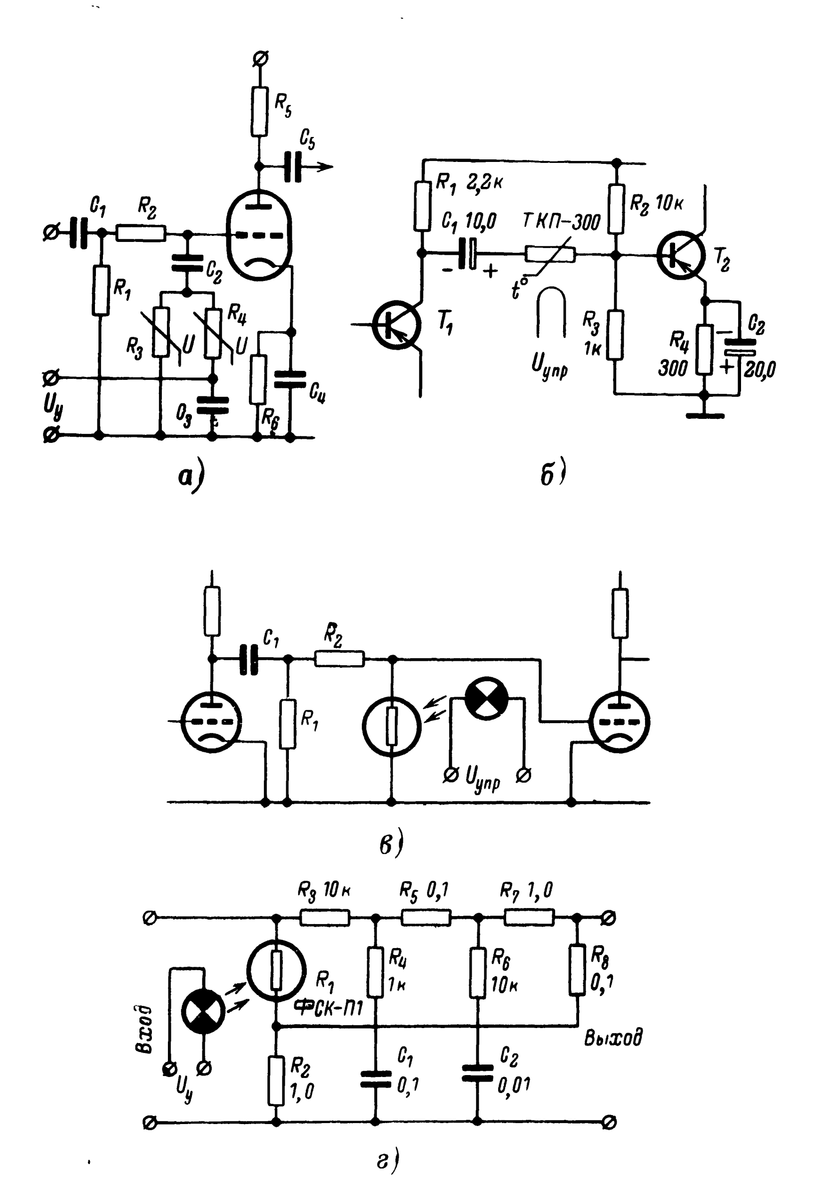


Рис. 44. Полупроводниковые резисторы в схемах дистанционного управления усилением.

менение коэффициента усиления, частотной характеристики и т. д. Поэтому целесообразно уменьшать кратность изменения входного сопротивления делителя в заданном диапазоне регулирования. Для этой цели на вход управляемого делителя включают резистор, сопротивление которого находят из следующего соотношения:

$$R_1 = \frac{R_{св} R_{н} R_{вх.мин} + R_2 (R_{св} + R_{н})}{R_{св} R_{н} + (R_2 - R_{вх.мин})(R_{св} + R_{н})}, \qquad (130)$$

где $R_{св}$ — световое сопротивление фоторезистора при максимальном значении напряжения управления; $R_{н}$ — сопротивление нагрузки управляемого делителя, равное входному сопротивлению второго каскада; $R_{вх.мин}$ — наименьшее входное сопротивление делителя, нагруженного на входное сопротивление последующего каскада, допустимое для нормальной работы предыдущего каскада.

Так же как в регулируемом усилителе с терморезистором косвенного подогрева, в этой схеме цепь управления полностью изолирована от цепи сигнала, что исключает попадание в нее наводок из цепи управления. Особенностью данного регулируемого усилителя (рис. 44,*в*) является линейность вольт-амперной характеристики фоторезистора, и поэтому управляемый делитель не вносит дополнительных нелинейных искажений сигнала.

Рассмотренные схемы регулируемых усилителей можно использовать для дистанционного управления громкостью звука. Следует, однако, иметь в виду, что усилители с варисторами и терморезисторами могут вносить значительные нелинейные искажения, и поэтому применение регулируемых усилителей с фоторезисторами для этих целей предпочтительнее.

Рассмотренные схемы дистанционных регуляторов громкости имеют общий недостаток: громкость звука в них одинаково изменяется для всех частот. Особенностью же нашего уха является различная чувствительность к разным частотам звука, которая, к тому же, зависит от уровня громкости. С уменьшением громкости особенно резко снижается восприятие низких и частично высоких звуковых частот. Поэтому для равномерного восприятия всех частот при малых общих уровнях громкости низкие и высокие области звукового диапазона должны воспроизводиться с большей громкостью, чем средние частоты. Для этой цели в высококачественных усилителях применяют компенсированные регуляторы громкости, которые наряду с изменением общего уровня громкости изменяют частотную характеристику усилителя таким образом, чтобы восполнить указанные недостатки.

Схема компенсированного регулятора громкости (рис. 44,*г*) на основе управляемого делителя напряжения с фоторезистором позволяет получить хорошее приближение к кривым равной громкости. На вход регулятора подается переменное напряжение звуковой частоты, которое необходимо регулировать. На выход регулятора с двухзвенного *RC*-фильтра через резистор R_6 поступает напряжение низших частот, а с резистора R_7 — напряжение всех частот звукового диапазона. Соотношение этих напряжений зависит от коэффициента передачи делителя, т. е. от величины управляющего напряжения. При максимальной величине управляющего напряжения общая громкость звука максимальна. В этом случае напряжение, снимаемое с резистора R_1 нижнего плеча управляемого делителя, значительно больше

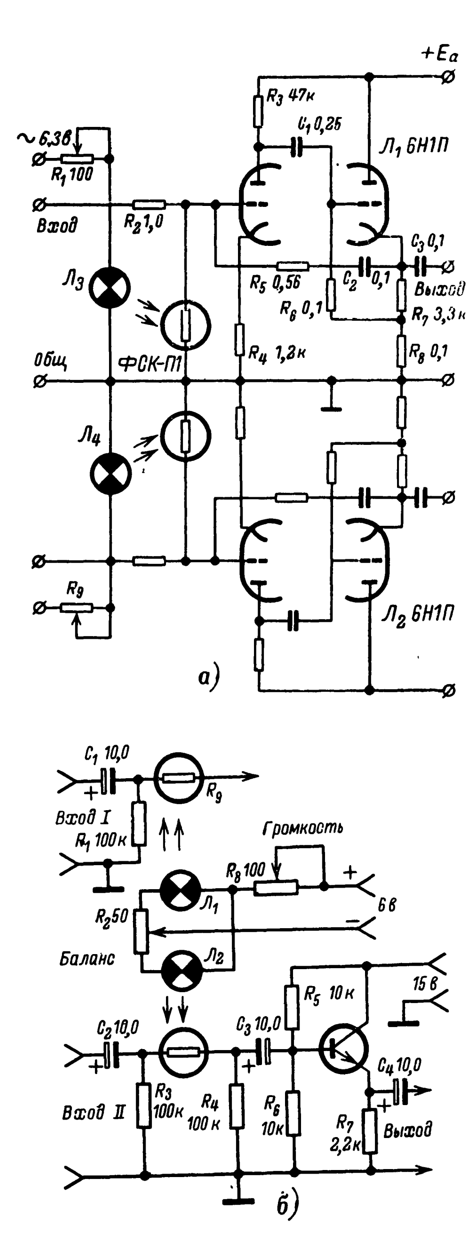


Рис. 45. Дистанционное управление громкостью стереофонических усилителей на лампах (*а*) и транзисторах (*б*).

напряжения, поступающего с фильтра; таким образом, на выход регулятора проходят все частоты без ослабления.

Если управляющее напряжение мало, что соответствует низкому уровню громкости, на выходе регулятора будут преобладать низшие частоты, прошедшие через RC-фильтр. Таким образом обеспечивается компенсированная регулировка громкости.

При желании можно осуществить также корректировку частотной характеристики регулятора в области высших частот. Для этого между входом и выходом регулятора необходимо включить еще один фильтр — для высших частот.

В стереофонических системах воспроизведения звука оказывается необходимым не только установить общий уровень звуковоспроизведения, но также отрегулировать относительное усиление обоих каналов. Наиболее эффективно и удобно осуществлять регулировку баланса из той точки, где находится слушатель. Кроме того, целесообразно одновременно регулировать как общий уровень громкости, так и балансировку уровней по каналам. Такое регулирование обеспечивает схема дистанционного управления громкостью стереофонического усилителя, показанная на рис. 45,*а*. Каждый канал усилителя собран на двойном триоде 6Н1П и содержит каскад усиления напряжения на одном из триодов лампы и катодный повторитель на другом триоде.

В цепь управляющей сетки первого каскада включены управляемые делители напряжения на фоторезисторах. В цепь управления делителем включены лампы накаливания $Л_3$ и $Л_4$, расположенные в одном корпусе с фоторезисторами. Потенциометры R_1 и R_9 размещаются на выносном пульте дистанционного управления. С их помощью можно устанавливать громкость каждого канала в отдельности и добиваться балансировки уровней.

Этот усилитель включается между предварительным и оконечным усилителями готового стереофонического звуковоспроизводящего устройства. С этой целью коэффициент его усиления сделан равным единице. Диапазон регулирования схемы составляет 60 *дб*, коэффициент нелинейных искажений не превышает 0,05% при входном напряжении 1 *в*, диапазон воспроизводимых частот 20 *гц* — 30 *кгц*.

Аналогичная схема стереофонического усилителя на транзисторах показана на рис. 45,*б*. В отличие от предыдущей схемы здесь применен управляемый делитель напряжения последовательного типа на фоторезисторе. Баланс стереоканала устанавливается при помощи переменного резистора R_2, регулировка уровня громкости осуществляется переменным резистором R_8. Резисторы R_2 и R_8 располагаются в выносном пульте управления.

К достоинствам рассмотренных схем дистанционного управления громкости следует отнести отсутствие тресков и шорохов, возникающих обычно при регулировке.

Описанный принцип дистанционного управления уровнем громкости можно использовать не только для изменения громкости воспроизведения, но и для дистанционного наложения различных звуковых программ, изменения тембра звука во время передачи, плавного включения и выключения ревербератора и т. п.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ РЕЗИСТОРЫ В РАДИОСХЕМАХ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

АВТОМАТИЧЕСКАЯ РЕГУЛИРОВКА УСИЛЕНИЯ

Развитие радиоэлектронной аппаратуры, улучшение ее качественных показателей связаны с увеличением числа компонентов радиосхем. При этом возникает проблема упрощения настройки радиоаппаратуры в процессе ее эксплуатации. Именно поэтому проблема автоматизации работы радиоэлектронной аппаратуры, уменьшение количества ручек управления, получения оптимальных параметров изображения и звука решалась одновременно с усовершенствованием схем.

Первой системой автоматики была автоматическая регулировка усиления. В системах автоматического регулирования усиления можно использовать полупроводниковые резисторы. Автоматическая регулировка усиления часто осуществляется путем введения обратных связей. Для этой цели используют управляемые делители напряжения, в которых в качестве управляющего используется выходное напряжение или его часть. На рис. 46,*а* приведена схема усилителя с нелинейной отрицательной обратной связью по амплитуде сигнала, осуществляемая с помощью управляемого делителя напряжения на варисторах. В качестве управляющего напряжения используется выпрямленное выходное напряжение схемы. Так как для низкого уровня выходных сигналов коэффициент передачи управляемого делителя велик, а для больших — мал, то будет получена автоматическая регулировка усиления схемы. Уровень усиления можно изменять при помощи резистора R_7. Резистор R_2 введен в схему для создания цепи управляющей сетки по постоянному току. В том случае, если величина выходного напряжения недостаточна для использования ее в качестве управляющего напряжения, приходится использовать усилители в цепи обратной связи. В подобных схемах автоматической регулировки усиления возможно использование и других типов управляемых делителей напряжения в зависимости от требований, предъявляемых к данному радиотехническому устройству.

Используя управляемые делители напряжения на полупроводниковых резисторах, можно получить положительную обратную связь. Для этого управляемый делитель включается в катодную цепь лампы, а в качестве управляющего используется выходное напряжение усилителя. Схема усилительного каскада с нелинейной положительной обратной связью по амплитуде выходного сигнала, осуществляемой с помощью управляемого делителя на варисторах, показана на рис. 46,*б*. Такая положительная обратная связь по амплитудному значению выходного напряжения не ведет к самовозбуждению схемы в отсутствии выходного сигнала, что позволяет получить повышенную чувствительность к слабым сигналам и выделить их из шумовых. Если выход усилителя связать через частотнозависимый фильтр с цепью управления делителем, то удается осуществить выделение сигнала определенной частоты или сигналов, лежащих в полосе частот. Рассмотренная положительная обратная связь, примененная в резонансном усилителе, повышает его избирательность.

Включение варистора в катодную цепь создает нелинейную отрицательную обратную связь. Коэффициент нелинейных искажений может при этом несколько возрасти, но в некоторых схемах это не является существенным. Варистор в цепи катода лампы может выполнять роль автоматической регулировки коэффициента усиления,

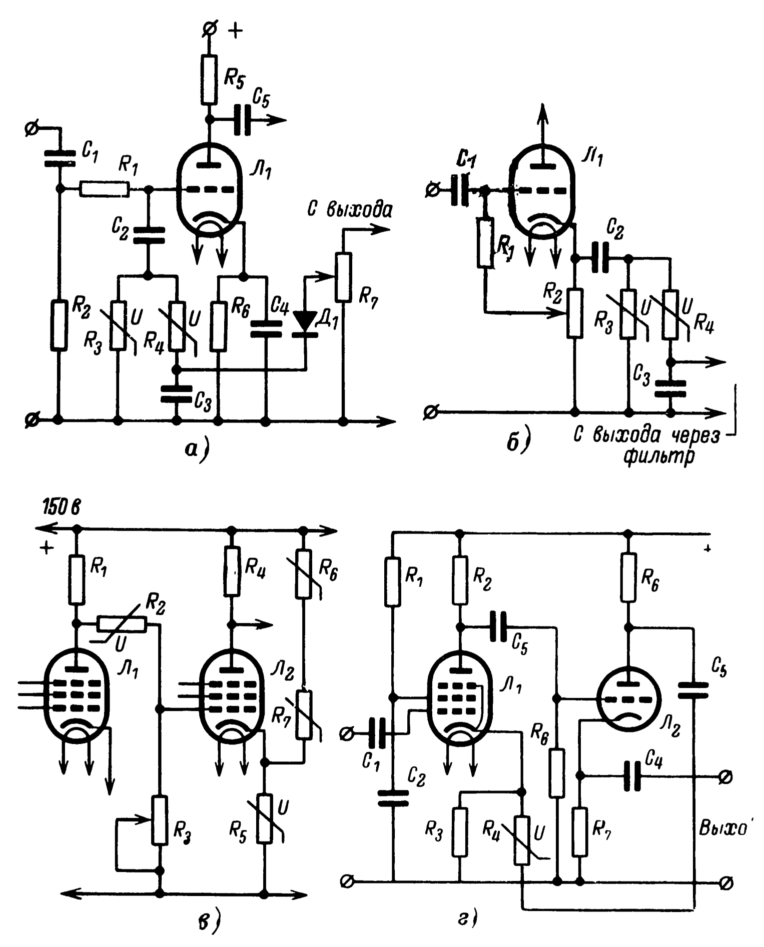


Рис. 46. Варисторы в схемах автоматической регулировки усиления.

если, например, будет заменена лампа или изменится ее крутизна. В схемах широкополосных усилителей постоянного тока применение варисторов позволяет расширить частотный диапазон при усилении сигналов с малой амплитудой. На рис. 46,*в* показана принципиальная схема широкополосного усилителя, предназначенного для усиления однополярных импульсов большой длительности.

Полупроводниковые терморезисторы и варисторы могут непосредственно включаться в цепь обратной связи. В схеме на рис. 46,г в цепь нелинейной отрицательной обратной связи включен варистор для стабилизации величины выходного напряжения. Напряжение обратной связи подается с анода триода на катод пентода через варистор R_4. При возрастании напряжения сопротивление варистора уменьшается и глубина отрицательной обратной связи увеличивается, что приводит к снижению напряжения примерно до первоначального уровня. Вместо варистора может использоваться полупроводниковый терморезистор, обладающий малой инерционностью.

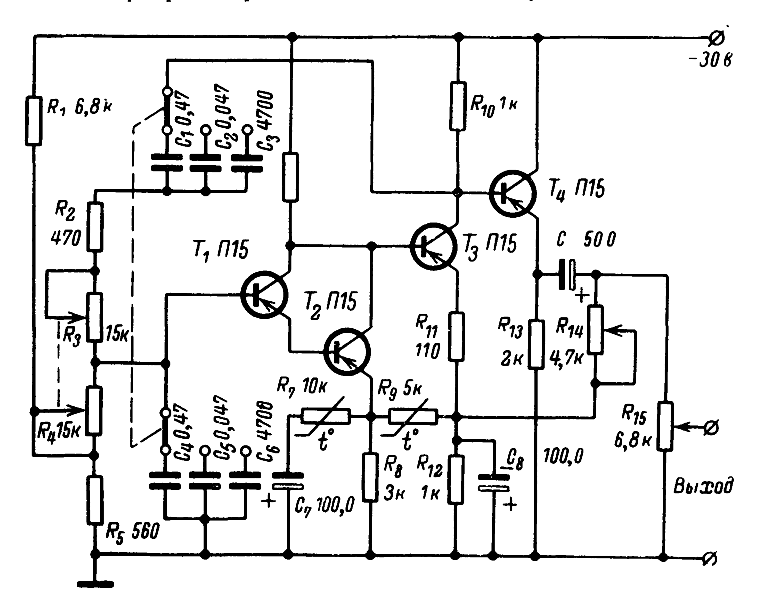


Рис. 47. Транзисторный RC-генератор с терморезистором в цепи обратной связи.

Такие схемы получили широкое распространение в измерительных генераторах для стабилизации выходного напряжения, так как с изменением частоты и входного сопротивления исследуемого устройства (например, усилителя или фильтра) величина выходного напряжения генератора может существенно измениться.

На рис. 47 приведена принципиальная схема транзисторного RC-генератора низкой частоты, в которой для стабилизации амплитуды генерируемого напряжения введена цепь нелинейной отрицательной обратной связи, включающая резистор R_{14} и малоинерционный терморезистор типа Т8Е или Т8Д R_9. При увеличении выходного напряжения ток через терморезистор растет, его сопротивление уменьшается и напряжение обратной связи в эмиттерной цепи транзистора T_2 растет, что приводит к уменьшению коэффициента усиления и восстановлению уровня выходного напряжения. Для компенсации зависимости сопротивления терморезистора R_9 от температуры окру-

жающей среды в цепь эмиттера вводят еще один терморезистор R_7 типа ММТ-4. Чтобы постоянная составляющая тока эмиттера не протекала через этот терморезистор, последовательно с ним включают конденсатор C_7. При повышении температуры окружающей среды сопротивление терморезистора R_7 уменьшается и компенсирует температурные изменения тока, проходящего через терморезистор R_9.

Необходимую глубину отрицательной обратной связи устанавливают резистором R_{14}. Уровень выходного напряжения регулируется резистором R_{15} в пределах от 0 до 2,5 *в*. Диапазон частот генератора 20 *гц* — 20 *кгц* разбит на три поддиапазона: 20—200 *гц*; 200 *гц* — 2 *кгц*, 2 *кгц* — 20 *кгц*. Выбор поддиапазона производится переклю-

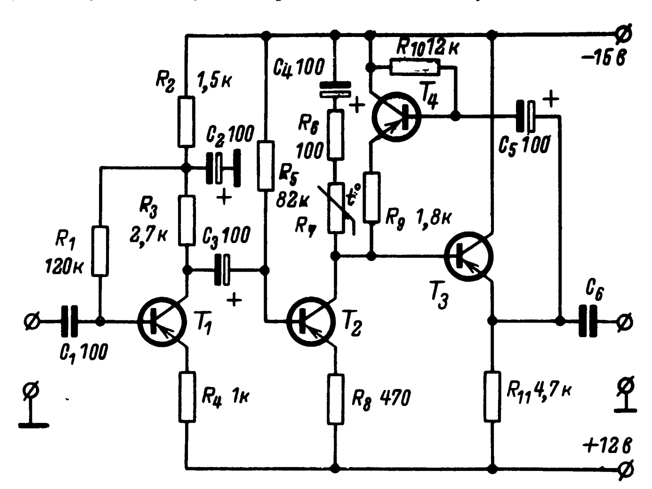


Рис. 48. Транзисторный усилитель со стабилизацией величины выходного напряжения.

чением конденсаторов C_1—C_6, а плавная перестройка в пределах поддиапазона осуществляется сдвоенными переменными резисторами R_3 и R_4.

На рис. 48 приведена схема транзисторного регулирующего усилителя, выходное напряжение которого остается практически постоянным при изменении входного напряжения в 100 раз по сравнению с номинальным значением. В системе автоматического регулирования усиления использован терморезистор R_7, включенный по переменному току параллельно резистору R_9 в цепи коллектора транзистора T_2. При больших амплитудах сигнала падает сопротивление терморезистора, а вместе с тем и сопротивление нагрузки транзистора T_2. Регулирующие свойства усилителя можно значительно улучшить, включив последовательно два таких каскада. При этом изменение фазы выходного напряжения по отношению к входному не превышает 20′, что особенно важно для измерительных схем.

Варисторы широко используются в телевизионных схемах ключевой автоматической регулировки усиления для увеличения времени задержки включения канала усилителя промежуточной частоты звука. Задержка включения канала УПЧ может быть использована как

средство, исключающее появление резких шумов в громкоговорителе в переходный момент между включением и прогревом телевизора и предохраняющее каскады УПЧ и выходной каскад низкой частоты от перегрузок. В телевизионных приемниках, имеющих ключевую систему АРУ, такая задержка осуществляется при помощи специального источника запирающего напряжения, которое компенсируется после прогрева ламп разверток за счет напряжения вольтодобавки

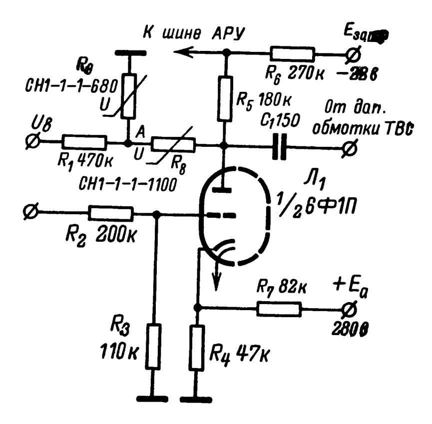


Рис. 49. Задержанная АРУ для телевизоров.

($U_в$). Однако такая система недостаточно эффективна, так как напряжение $U_в$ компенсирует запирающее напряжение и вызывает включение звукового канала значительно раньше появления изображения.

При использовании варистора в цепи компенсации (рис. 49) эффективность ключевой системы АРУ значительно увеличивается. Сопротивление варистора R_8, включенного между источником напряжения $U_в$ и анодной цепью ключевой лампы, велико для того небольшого напряжения, которое действует во время переходного процесса включения строчной развертки. Поэтому компенсации запирающего напряжения не происходит и канал УПЧ звука находится в запертом состоянии. Когда напряжение $U_в$ достигает своего номинального значения, сопротивление варистора резко уменьшается и канал УПЧ звука отпирается практически одновременно с появлением изображения. Варистор R_9 включен для стабилизации напряжения в точке A. Такая стабилизация исключает влияние случайных колебаний напряжения $U_в$ на усиление каскада УПЧ.

Для расчета классификационного напряжения варистора R_8 можно пользоваться следующей формулой:

$$U_{кл} = U_в - (I_1 + I_в) R \sqrt[\beta]{\frac{I_{кл}}{I}}, \qquad (131)$$

где I_1 — ток компенсации; $I_в$ — ток варистора; $U_в$ — вольтодобавочное напряжение.

Параметры варистора R_9 рассчитываются по формуле (37), выведенной для схемы параметрического стабилизатора напряжения.

АВТОМАТИЧЕСКАЯ ПОДСТРОЙКА ЧАСТОТЫ

Автоматическая подстройка частоты гетеродина в телевизионных приемниках с применением полупроводниковых варисторов получила широкое распространение. Уход частоты ведет к уменьшению четкости изображения, к прохождению звука по каналу изображения, к уменьшению избирательности и т. д. Система автоподстройки частоты гетеродина ПТК позволяет избежать применения ручной под-

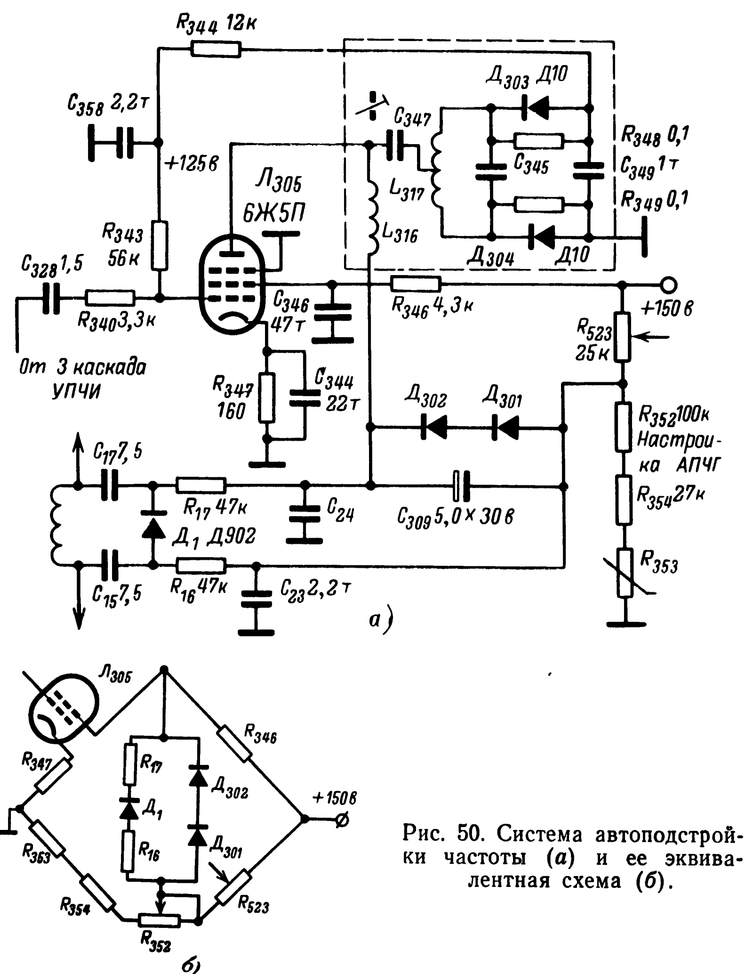


Рис. 50. Система автоподстройки частоты (*а*) и ее эквивалентная схема (*б*).

стройки и тем самым значительно упростить управление телевизором. На рис. 50,*а* приведена принципиальная схема системы автоподстройки частоты, примененная в телевизорах УНТ-47/59. Лампа $Л_{305}$ служит дополнительным усилителем промежуточной частоты несущей

изображения, и на ее управляющую сетку через конденсатор C_{328} подводится напряжение промежуточной частоты с выхода третьего каскада УПЧ. Анодной нагрузкой этой лампы является частотный детектор, собранный по схеме дискриминатора и настроенный на частоту 38 *Мгц*. Управляющим элементом настройки служит варикап, который изменяет частоту гетеродина до тех пор, пока значение промежуточной частоты не будет равно номинальному. Однако напряжение, образующееся на выходе дискриминатора (напряжение ошибки), еще недостаточно для управления варикапом, так как оно мало по величине. Поэтому выходное постоянное напряжение дискриминатора через сглаживающий фильтр, состоящий из резисторов R_{343}, R_{344} и конденсатора C_{358}, подводится к управляющей сетке лампы $Л_{305}$, работающей по рефлексной схеме еще и усилителем постоянного тока. В качестве усилителя постоянного тока работает триод, анодом которого является экранная сетка, заземленная по высокой частоте конденсатором C_{346}.

Таким образом, система автоматической подстройки частоты гетеродина, по существу, представляет собой мост (рис. 50,*б*), образованный линейными и двумя нелинейными резисторами (лампа $Л_{305}$ и варистор СН 1-2-1-50), в одну диагональ которого включен управляющий элемент — варикап $Д_1$, являющийся основной емкостью в контуре гетеродина, а к другой диагонали подводится постоянное напряжение 150 *в*.

При сдвиге спектра промежуточной частоты, что может произойти при расстройке телевизора, при переключении программ, на выходе дискриминатора появляется напряжение, пропорциональное величине расстройки. Выходное напряжение дискриминатора, подаваемое на вход усилителя постоянного тока, вызывает изменение внутреннего сопротивления триода, что нарушает первоначально установленный баланс моста. Появление напряжения в диагонали моста приводит к изменению емкости диода, что вызывает изменение частоты гетеродина ПТК, и уход промежуточной частоты компенсируется, т. е. происходит процесс автоматической подстройки частоты гетеродина.

Если расстройка частоты гетеродина отсутствует и промежуточная частота несущей изображения равна своему номинальному значению — 38 *мгц*, на выходе дискриминатора и управляющей сетке усилителя постоянного тока напряжение равно нулю. В этом режиме варикап должен иметь свою номинальную емкость, которая обеспечивается приложением к нему напряжения, равного 5 *в*. Это напряжение снимается с моста при помощи переменного резистора R_{352}. Система автоматической подстройки частоты выполнена таким образом, что частота гетеродина изменяется в пределах 3 *мгц* при изменении запирающего напряжения на варикапе от 0,5 до 13 *в*. В выходную диагональ моста параллельно варикапу включены стабилитроны типа Д808 — $Д_{302}$, $Д_{301}$, предохраняющие его от пробоя при напряжении свыше 13 *в*.

Эффективность рассмотренной схемы АПЧ зависит в первую очередь от соответствия вольт-амперных характеристик нелинейных плеч моста. В противном случае разбалансировка моста и нарушение работы системы автоматической подстройки частоты будут иметь место при воздействии самых различных дестабилизирующих факторов. Вольт-амперной характеристике лампового плеча более соответствует характеристика последовательной цепи, состоящей из линейного резистора и варистора. Номинальные параметры варистора, примене-

ние которого целесообразно в такой схеме, зависят от целого ряда факторов: режима работы лампы, сопротивления резисторов R_{346}, R_{352}, величины постоянного напряжения, приложенного к диагонали моста. Наиболее часто в подобных схемах применяются низковольтные варисторы типа СН 1-2-2 с классификационным напряжением от 33 до 70 *в*.

АВТОМАТИЧЕСКАЯ РЕГУЛИРОВКА ЯРКОСТИ В ТЕЛЕВИЗОРАХ

Для правильного восприятия телевизионного изображения существенное значение имеет установка оптимального соотношения между яркостью изображения на экране и общей освещенностью в помещении, где установлен телевизор. Освещенность помещения может колебаться в широких пределах и зависит от времени суток и времени года, от погоды днем и от интенсивности искусственного освещения вечером. Применение автоматической регулировки яркости изображения в зависимости от освещенности комнаты резко повышает качество изображения.

Для создания системы автоматического регулирования яркости в телевизионный приемник вводят дополнительный каскад, представляющий собой усилитель постоянного тока. На рис. 51,*а* приведена схема такого каскада на фоторезисторе ФСК-1, предназначенная для использования в телевизорах с кинескопами 35ЛК2Б и 43ЛК2Б.

Регулирующее напряжение на управляющий электрод кинескопа подается с делителя, образованного постоянным резистором R_1 и внутренним сопротивлением лампы $Л_1$. Внутреннее сопротивление триода постоянному току определяется напряжением на управляющей сетке, подаваемым с делителя, в одно из плеч которого включен фоторезистор, зашунтированный линейным резистором R_4.

Изменение освещенности в помещении вызывает изменение сопротивления фоторезистора и, следовательно, напряжения на управляющей сетке триода. Внутреннее сопротивление лампы изменяется, что приводит к изменению напряжения на управляющем электроде кинескопа и к изменению яркости изображения.

Яркость изображения может регулироваться вручную резистором R_3, а при помощи переменного резистора R_4 подбирается оптимальная чувствительность системы автоматического регулирования яркости. При испытании схемы без резистора R_4 чувствительность оказалась настолько высокой, что достаточно было подойти к телевизору, чтобы его подстроить, и слегка затемнить фоторезистор, как яркость резко снижалась. Это значительно усложняло настройку телевизора и затрудняло его эксплуатацию. Путем введения резистора R_4 удалось в значительной мере устранить эти недостатки.

Параметры деталей, указанные на схеме (рис. 51,*а*), даны для лампы 6Н8С. Однако вместо 6Н8С можно использовать половины ламп 6Н1П, 6Н3П, 6Н15П, триоды 6С2С, 6С5С, 6С1П, пентоды 6Ж1П и 6Ж3П в триодном режиме, несколько изменив номиналы используемых в схеме деталей.

Перед расчетом схемы автоматической регулировки яркости необходимо найти пределы изменения напряжения на модуляторе кинескопа по отношению к катоду, а также напряжение на катоде кинескопа относительно шасси телевизора, в схему которого предстоит ввести систему АРЯ. Пусть напряжение на модулирующем электроде кинескопа изменяется в пределах от U_1 до U_2 (где $U_2>$

$>U_1$), а напряжение на катоде кинескопа составляет $U_к$. Следовательно, для изменения яркости в нужных нам пределах необходимо, чтобы напряжение $U_а$ на аноде лампы $Л_1$ изменялось в следующих пределах:

$$U_{а1}=U_к-U_1>U_а>U_к-U_2=U_{а2}. \quad (132)$$

Задавшись током $I_а$ в цепи анода лампы $Л_1$, находят общее сопротивление цепи $R_1-Л_1$:

$$R=U_к/I_а. \quad (133)$$

Затем необходимо найти, какую величину внутреннего сопротивления должен иметь триод для крайних значений напряжения на

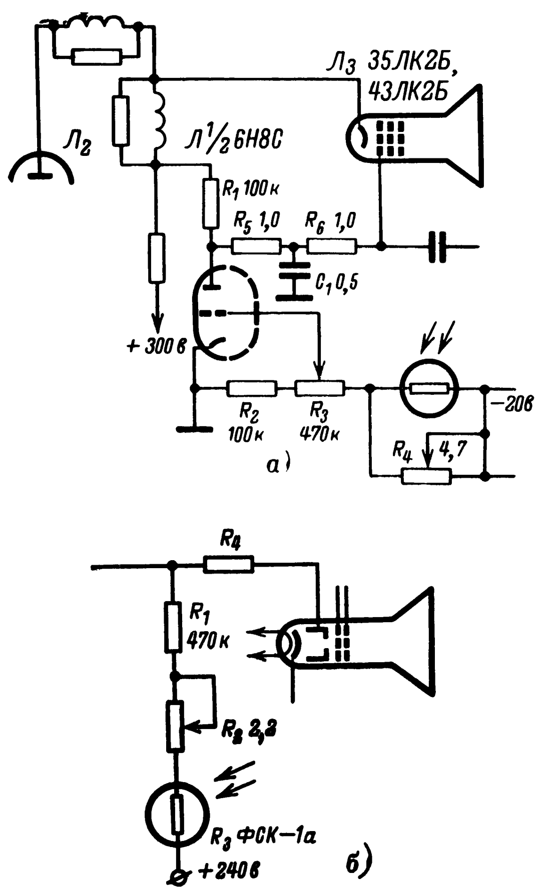


Рис. 51. Система автоматической регулировки яркости в телевизорах.

модулирующем электроде U_1 и U_2. Для U_1 внутреннее сопротивление лампы должно быть равно:

$$R_{\text{вн}1} = \frac{U_{\text{к}} - U_1}{U_{\text{к}}} R, \qquad (134)$$

для U_2

$$R_{\text{вн}2} = \frac{U_{\text{к}} - U_2}{U_{\text{к}}} R. \qquad (135)$$

Исходя из условия, что $I_{\text{а}} \leqslant 1$ *ма*, определяем сопротивление резистора:

$$R_1 = R - R_{\text{вн}2}. \qquad (136)$$

После этого выбираем определенный тип лампы $Л_1$ и по ее характеристикам находим величины отрицательного напряжения $U_{\text{c}1}$ и $U_{\text{c}2}$ на управляющей сетке, необходимые для обеспечения обоих режимов работы телевизора. Далее проводится расчет делителя в цепи сетки лампы $Л_1$. На делитель подается постоянное напряжение U_0, величина которого выбирается обычно в пределах 20—30 *в*.

Зная световое сопротивление $R_{\text{св}}$ фоторезистора при максимальной освещенности в комнате, где установлен телевизор, сопротивления резисторов R_2 и R_3 можно найти, решая систему уравнений:

$$\left.\begin{aligned} \frac{U_0}{2U_{\text{c}1}} &= \frac{R_{\text{св}} + R_3 + R_2}{R_3 + 2R_2}; \\ \frac{U_0}{2U_{\text{c}2}} &= \frac{R_{\text{т}} + R_3 + R_2}{R_3 + 2R_2}. \end{aligned}\right\} \qquad (137)$$

При составлении этих уравнений считаем, что движок переменного резистора R_3 находится в среднем положении.

Для уменьшения чувствительности схемы фоторезистор шунтируется резистором R_4, и поэтому номиналы резисторов R_2 и R_3 выбираются в 1,5—2 раза меньше расчетных. При помощи потенциометра R_4 устанавливают необходимые пределы изменения яркости экрана телевизора.

Постоянная времени цепи C_1R_5 выбрана такой, чтобы яркость изображения не менялась при быстрых изменениях освещенности.

На рис. 51,*б* показана схема автоматической регулировки яркости, в которой фоторезистор включен в плечо делителя, непосредственно управляющего напряжением на модулирующем электроде кинескопа. Такая система автоматического регулирования яркости изображения применена в промышленном телевизоре «Вечер». Для регулировки действия АРЯ последовательно с фоторезистором включен резистор R_2, ось которого выведена на заднюю крышку телевизора. Фоторезистор установлен в футляре телевизора так, что излучение от экрана на него не падает, сопротивление фоторезистора определяется освещенностью в помещении.

Однако изменение яркости, когда оно не связано с соответствующим возрастанием или уменьшением контрастности, недостаточно для компенсации колебаний внешней освещенности.

На рис. 52 изображена принципиальная схема узла телевизора, который позволяет автоматически регулировать яркость и контрастность изображения при меняющейся в больших пределах внешней освещенности.

Система АРК и Я состоит из видеоусилителя со сложной коррекцией собранного на лампе 6Э5П ($Л_1$) и устройства для ключевой АРУ, собранной на триодной части лампы 6Ф1П ($Л_2$).

В катодную цепь лампы $Л_2$ включен фоторезистор типа ФСК-1 (R_5), который укреплен на передней панели корпуса телевизора рядом с экраном кинескопа.

При увеличении освещенности общее сопротивление цепи, состоящей из резистора R_{14}, потенциометра R_{17} и фоторезистора R_5, уменьшается, что приводит к увеличению напряжения на движке

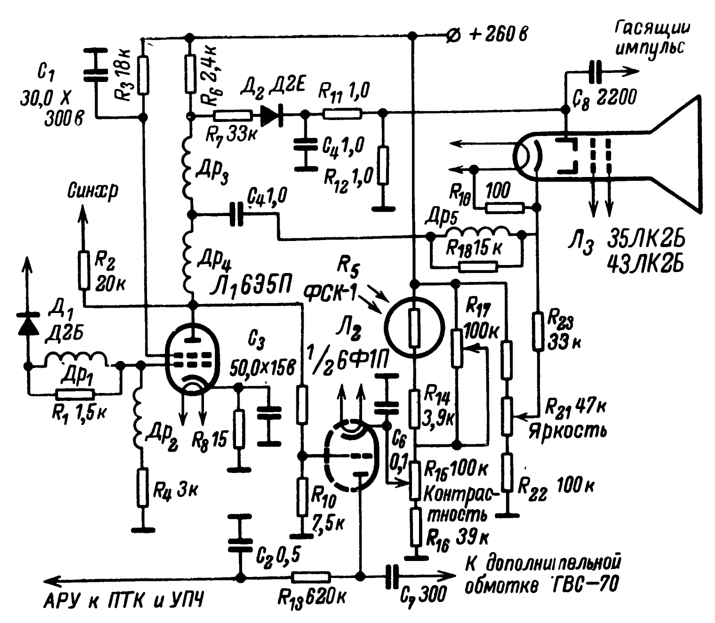


Рис. 52. Схема автоматической регулировки яркости и контрастности изображения.

потенциометра R_{15}, с которого оно поступает на катод лампы $Л_2$. При этом отрицательное напряжение АРУ, которое подается на регулируемые лампы, уменьшается и усиление каскадов, охваченных АРУ, возрастает. Это приводит к увеличению контрастности изображения.

Для автоматического регулирования яркости при изменении контрастности в узел введена цепь, состоящая из резисторов R_7, R_{11} и R_{12}, диода $Д_2$ и конденсатора C_4. Действие этой цепи аналогично действию рассмотренных выше схем АРЯ.

Потенциометр R_{17} служит для регулировки чувствительности системы АРК и Я к величине внешней освещенности, а потенциометр R_{21} — для установки начальной яркости растра, которая при отсутствии видеосигнала должна быть минимальной.

Корректирующие дроссели видеоусилителя наматываются на каркасах диаметром 5 *мм* способом «универсаль», ширина намотки —

3,5 *мм*. Они настраиваются ферритовыми сердечниками Ф-100 диаметром 2 *мм* и длиной 15 *мм*. Дроссели $Др_1$—$Др_4$ наматываются проводом ПЭЛШО-0,12 и содержат: $Др_1$ и $Др_4$ — 135, $Др_2$ — 180, $Др_3$—115 витков; дроссель $Др_5$ наматывается проводом ПЭЛШО-0,2 и содержит 140 витков.

АВТОСТОП НА ФОТОРЕЗИСТОРАХ ДЛЯ МАГНИТОФОНА

В современных магнитофонах широко применяются автостопы — автоматические устройства, выключающие электродвигатель лентопротяжного механизма при обрыве или окончании ленты. Автостоп позволяет сделать управление и эксплуатацию магнитофона значительно удобнее. Все конструкции автостопов можно разделить на три основных типа: автостопы с замыканием контактов полоской фольгой, наклеенной на ленту; автостопы механические рычажные; автостопы электронные на фоторезисторах. Автостопы, выполненные на фотоэлектрических приборах, просты и надежны в работе, доступны в изготовлении радиолюбителям.

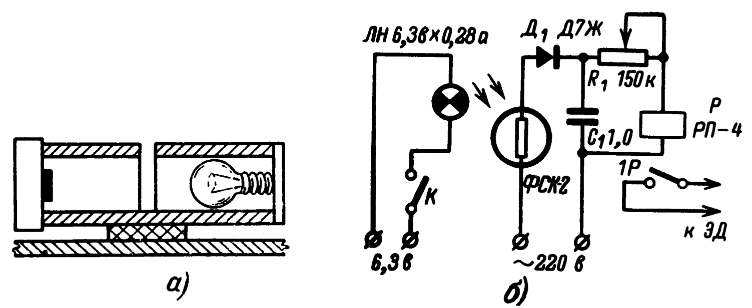


Рис. 53. Автостоп на фоторезисторе.
а — конструкция оптической головки; *б* — электрическая схема.

Конструкция оптической головки автостопа, показанная на рис. 53,*а*, представляет зачерненную внутри трубку с поперечной прорезью шириной 2—3 *мм* для магнитной ленты. На одном конце трубки вмонтирована лампочка накаливания, а на другом фоторезистор. Лента, находящаяся между источником света и фоторезистором, препятствует попаданию света на поверхность светочувствительного элемента. При обрыве или окончании ленты происходит засветка фоторезистора, его сопротивление резко увеличивается, что вызывает отключение электродвигателя. Лучше всего располагать оптическую головку автостопа между ведущим узлом и правой поворотной колонкой лентопротяжного механизма магнитофона, что обеспечивает отключение магнитофона при обрыве ленты или при полном ее сматывании. Если из-за недостатка места так расположить оптическую головку не удается, то ее устанавливают в какой-либо другой точке на траектории движения магнитной ленты.

Электрическая схема автостопа показана на рис. 53,*б*. Контакты *К* установлены под клавишей *Стоп* таким образом, чтобы при нажатии на клавишу происходило отключение источника света, которым служит лампа накаливания 6,3 *в*×0,28 *а*.

Налаживание автостопа производят следующим образом. Движок потенциометра устанавливают в положение, соответствующее максимальному сопротивлению. Затем нажатием клавиши *Воспроизведение* включают лентопротяжный механизм без ленты и поворачивают ось потенциометра в сторону уменьшения сопротивления до тех пор, пока не сработает реле, отключающее двигатель от сети.

Если необходимо, чтобы автостоп сработал, когда на подающей катушке осталось несколько витков ленты, в ленте на расстоянии 50—80 *см* от конца прорезают продольную щель шириной 2—3 *мм* и длиной 50 *мм*.

В данной схеме применено реле РП-4 с током срабатывания 8 *ма*. Однако для уменьшения тока, протекающего через фоторезистор, желательно применять более чувствительное реле или включить фоторезистор в управляющую цепь транзисторного усилителя, нагрузкой которого может служить уже реле большой мощности.

ГЛАВА ВОСЬМАЯ

ГЕНЕРАТОРЫ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ РЕЗИСТОРАХ

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ РЕЗИСТОРЫ В ГЕНЕРАТОРАХ ПЕРЕМЕННОГО И ИМПУЛЬСНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Свойства электрических цепей, содержащих нелинейные полупроводниковые резисторы — варисторы и терморезисторы, могут быть использованы для создания генераторов переменного или импульсного напряжения. Задача формирования переменных колебательных напряжений особенно актуальна для задающих генераторов кадровой развертки телевизионных приемников, так как существующие способы формирования управляющего напряжения на сетке выходной лампы каскада кадровой развертки не отвечают возрастающим требованиям к линейности изображения по вертикали, особенно при использовании кинескопов с углом отклонения луча 110° и большим экраном.

Для обеспечения высокой линейности изображения необходимо в линейное пилообразное напряжение развертки вносить *S*-образные, параболические и тангенциальные составляющие напряжения. Большой практический интерес представляет применение для этой цели полупроводниковых варисторов. Наиболее широкое распространение в задающих генераторах кадровой развертки для получения напряжения нужной формы находят цепочки, образованные из линейных резисторов и варисторов (рис. 54). При подаче на вход каждой из этих схем линейного пилообразного напряжения ввиду нелинейности вольт-амперной характеристики варистора в выходном пилообразном напряжении появляются нелинейные составляющие. Характер и величина нелинейности напряжения определяются прежде всего параметрами примененного варистора, амплитудой входного напряжения, величиной и знаком управляющего напряжения. Если на вход схемы, показанной на рис. 54,*а,* подается пилообразное напряжение слабоэкспоненциальной формы (рис. 55,*а*), близкой к линейной, то для осуществления коррекции напряжения, обеспечивающей введение S-

образной составляющей, величина отрицательного управляющего напряжения должна находиться в пределах

$$0 \leqslant U_{у} \leqslant 0{,}5 U_{вх\,m}, \qquad (138)$$

где $U_{вх\,m}$ — амплитуда входного пилообразного напряжения.

Форма выходного напряжения схемы, когда управляющее напряжение равно нулю, показана на рис. 55,*б*. В случае, если величина управляющего напряжения больше амплитуды входного пило-

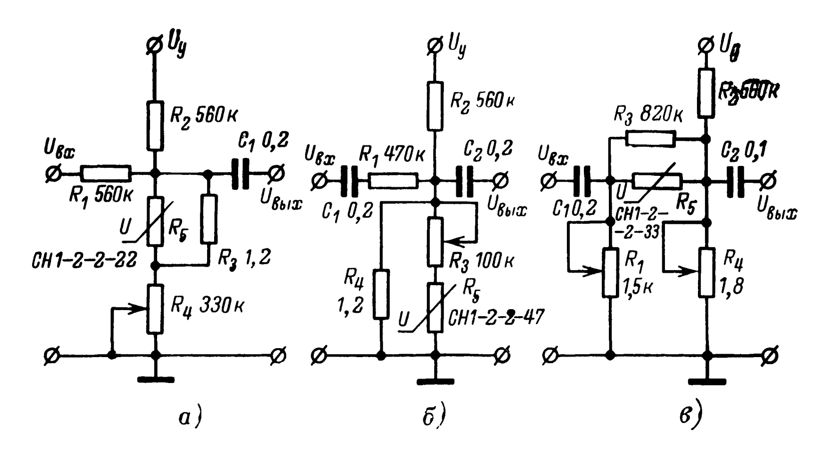


Рис. 54. Схемы входных цепей генераторов кадровой развертки.

образного напряжения, то характер нелинейности выходного напряжения изменяется за счет появления параболических составляющих (рис. 55,*в*).

Схема узла кадровой развертки телевизора, в которой для формирования пилообразного напряжения параболической формы применена цепь с варистором, показана на рис. 56. Параметры варистора R_{22} и сопротивления линейных резисторов R_{10}, R_{12}, R_{13} подбираются таким образом, чтобы параболическая составляющая по своей форме соответствовала требованиям, предъявляемым к линейности изображения по вертикали. В этой схеме необходимая величина отрицательного управляющего напряжения обеспечивается за счет сеточных токов лампы, но управляющее напряжение можно также получить за счет выпрямления импульсов обратного хода или от специального источника.

В связи с тем, что напряжения, действующие в межкаскадных цепях, невелики и, как правило, не превышают 40—60 *в*, в схемах формирования пилообразного напряжения в задающих генераторах кадровой развертки применяются варисторы с низкими классификационными напряжениями.

В генераторах, построенных на полупроводниковых терморезисторах и линейных резисторах, используется тепловая инерционность терморезисторов при работе их в релейном режиме. Можно использовать терморезистор с отрицательным ТКС, вольт-амперная харак-

теристика которого имеет явно выраженный максимум. Принципиальная схема генератора на терморезисторе с отрицательным ТКС показана на рис. 57,*а*. При подаче на вход схемы напряжения, спустя определенный промежуток времени, длительность которого определяется постоянной времени терморезистора, в цепи происходит релейный эффект, и в результате ток в цепи резко увеличивается, что приводит к срабатыванию электромагнитного реле. При срабатывании реле наряду с коммутацией в исполнительной цепи происходит переключение в цепи терморезистора: последовательно с обмоткой реле и терморезистором включается резистор R_2, сопротивление которого больше R_1, а питание релейной цепи осуществляется напряжением $U_2<U_1$, что, однако, не вызывает отпускания якоря реле, так как ток в цепи остается больше тока отпускания реле. По мере охлаждения терморезистора, разогретого первоначально протекающим через него током, сопротивление терморезистора увеличивается, ток в цепи реле уменьшается. Когда ток становится меньше тока отпускания, схема возвращается в первоначальное состояние. Таким образом, на выходе схемы можно получить прямоугольные импульсы ультранизких частот генерации вплоть до долей герца. В генераторах такого типа возможно также использование позисторов.

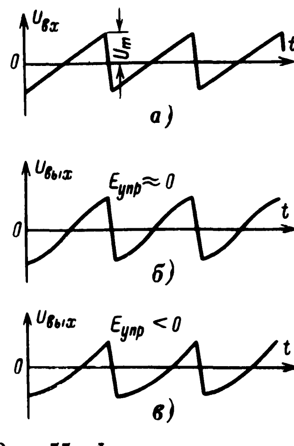


Рис. 55. Форма входного и выходного напряжения генератора при различных величинах управляющего напряжения.

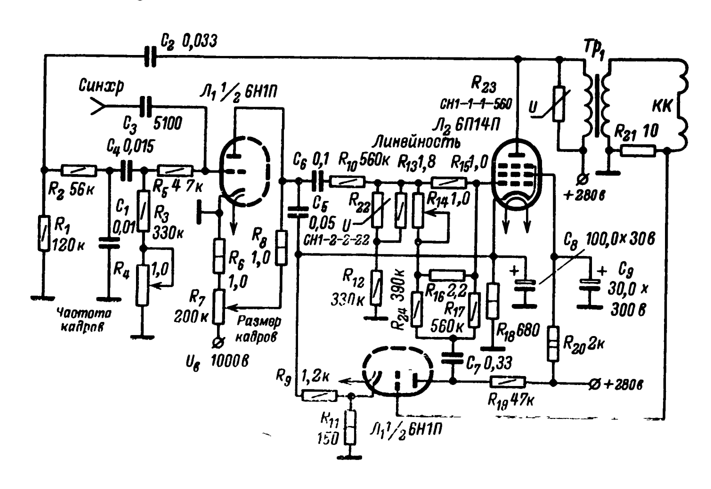


Рис. 56. Схема узла кадровой развертки телевизора.

Использование реле в радиосхемах не всегда возможно, поэтому более целесообразно применение бесконтактных генераторов. Такие генераторы можно создать, используя вместо реле электронные переключающие схемы, что, однако, сильно усложняет устройство. Простая схема бесконтактного генератора ультранизких частот показана на рис. 57,*б*. Эта схема представляет собой последовательную цепь, образованную терморезистором с отрицательным ТКС и позистором, присоединенную к источнику питания. Выходное напряжение можно снимать как с позистора R_1, так и с терморезистора R_2. При при-

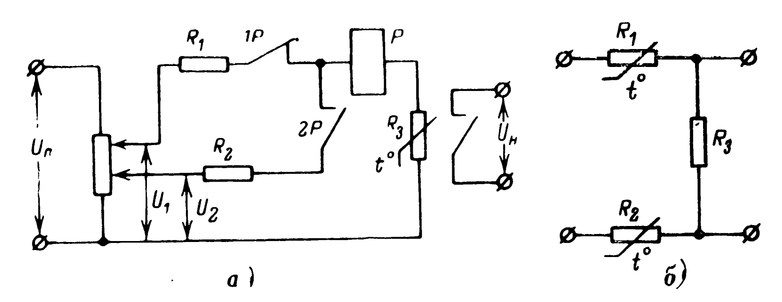


Рис. 57. Генераторы ультранизких частот на терморезисторах.

соединении цепи к источнику питания в схеме начинает протекать ток, вызывающий разогрев терморезистора R_2, его сопротивление уменьшается и ток в цепи постепенно возрастает.

Наконец ток, протекающий в цепи, становится настолько большим, что вследствие разогрева позистора происходит резкое увеличение его сопротивления и ток в цепи резко уменьшается. В таком режиме мощность, выделяющаяся в терморезисторе R_2, резко уменьшается, и поэтому происходит постепенное охлаждение рабочего элемента и плавное увеличение его сопротивления. Спустя некоторый промежуток времени, определяемый параметрами терморезисторов, сопротивление позистора резко уменьшается и схема возвращается в исходное состояние. Снимая напряжение с позистора или терморезистора, получают импульсное напряжение низкой частоты.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Широкое распространение в различной радиоэлектронной аппаратуре получили усилители постоянного тока, предназначенные для усиления сигналов, медленно изменяющихся во времени. Такие усилители применяются в ламповых вольтметрах постоянного тока, различных измерительных устройствах, системах автоматики, стабилизаторах напряжения.

Усилители постоянного тока могут быть двух типов: прямого действия и с преобразованием. Усилители первого типа, как правило, просты по конструкции и обладают высоким входным сопротивлением, но вместе с тем в таких схемах велика нестабильность нулевого значения выходного напряжения, т. е. имеет место значительный «дрейф нуля». Этот недостаток нередко сводит на нет все преимущества усилителей этого типа.

Усилитель постоянного тока с преобразованием состоит из преобразователя постоянного напряжения на входе в переменное, усилителя переменного напряжения и детектора, выделяющего постоянное напряжение, пропорциональное входному сигналу. Такие усилители имеют незначительный дрейф нуля, высокую чувствительность, не требуют особой стабильности питающего напряжения.

Важным элементом усилителей такого типа являются преобразователи постоянного напряжения в переменное. В основе преобразования лежит принцип амплитудной модуляции, при которой амплитуда переменного напряжения несущей частоты изменяется по закону усиливаемого сигнала. Поэтому такие преобразователи называют модуляторами. В качестве модуляторов для усилителей постоянного тока и для других целей можно использовать регулируемые делители напряжения, рассматривавшиеся в гл. 6. В этом случае на вход делителя подается напряжение несущей частоты, а в качестве управляющего используется изменяющееся постоянное напряжение. Поскольку коэффициент передачи регулируемых делителей зависит от величины управляющего напряжения, будет иметь место амплитудная модуляция сигнала. Следует иметь в виду, что регулируемые делители на терморезисторах обладают значительной инерционностью и поэтому используются для преобразования лишь очень медленно изменяющихся постоянных напряжений.

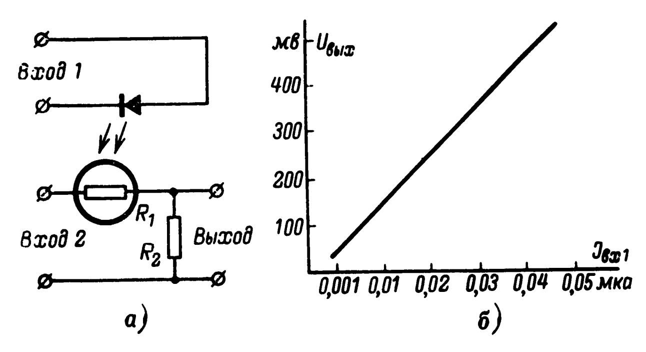


Рис. 58. Оптоэлектронный преобразователь постоянного напряжения.

Оптоэлектронные преобразователи постоянного напряжения в переменное являются в настоящее время одними из самых высокочувствительных устройств такого рода. Простота конструкции, миниатюрность и высокая надежность позволяют широко применять их в радиоэлектронике, автоматике, измерительной технике. Схема оптоэлектронного преобразователя постоянного напряжения, представляющая собой управляемый делитель на фоторезисторе, показана на рис. 58,*а*. В режиме преобразования постоянного тока в переменный на вход *1* подается переменный сигнал в виде импульсов прямоугольной формы, а на вход *2* — постоянное напряжение, которое необходимо преобразовать. В зависимости от того, является ли источник, подключаемый ко входу *2*, источником тока или напряжения, в преобразователе следует применять высокоомный или низкоомный фоторезистор. Типичная передаточная характеристика преобразователя

на основе светодиода и фоторезистора СКФ-М в режиме преобразования малых токов показана на рис. 58,*б*. Аналогичную характеристику можно построить для режима преобразования малых напряжений. Рассмотренную схему можно использовать в качестве модулятора. В этом случае на вход *1* подается модулирующий сигнал, а на вход *2* — сигнал от генератора несущей частоты.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

Полупроводниковые резисторы с нелинейной вольт-амперной характеристикой можно использовать для преобразования частоты переменного напряжения. Наилучшие результаты дает использование варисторов, но в диапазоне низких частот возможно использование терморезисторов прямого или косвенного подогрева. Действие преобразователей такого типа основано на том, что при подаче на нелинейный резистор синусоидального напряжения ток, протекающий в цепи, будет несинусоидальным и из него можно выделить основную и высшие гармоники.

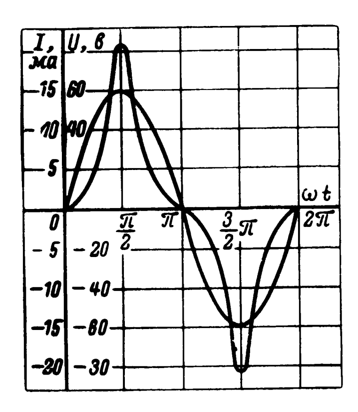


Рис. 59. Форма тока, протекающего через варистор, при подаче синусоидального напряжения.

На рис. 59 показана форма тока, протекающего через полупроводниковый варистор, при приложении к нему переменного напряжения синусоидальной формы. Симметричность кривой тока относительно вертикальной оси свидетельствует о присутствии нечетных гармоник. Амплитудное значение тока каждой гармоники определяется коэффициентом нелинейности варистора. В табл. 12 приведены соотношения амплитудных значений тока в цепи с варисторами, имеющими различные коэффициенты нелинейности.

Для выделения определенной гармоники можно использовать резонансный контур, настроенный на определенную частоту. Принципиальная схема преобразователя показана на рис. 60,*а*. На выходе такой схемы с помощью анализатора гармоник удалось обнаружить тридцать первую гармонику небольшой интенсивности.

В качестве преобразователя частоты можно использовать также мостовую схему на варисторах, аналогичную представленной на рис. 18,*а*. При питании моста переменным током на нагрузке выделяется напряжение несинусоидальной формы, причем форма выходного напряжения зависит от амплитуды приложенного синусоидального напряжения. При определенной амплитуде входного напряжения мост может работать в режиме утроения частоты.

На рис. 60,*б* показана схема преобразователя, работающего по принципу выделения четных гармоник. К варисторам R_1 и R_2 приложено постоянное напряжение одинаковой величины и полярности, а переменные напряжения, подаваемые на варисторы от трансформатора Tp_2, равны по величине, но находятся в противофазе. По-

этому в первичной обмотке трансформатора $Тр_2$ протекает разностный ток обоих варисторов. При этом амплитуды нечетных гармоник вычитаются, а четных складываются. При условии идентичности вольт-амперных характеристик используемых варисторов нечетные гармоники тока исчезают и выходное напряжение содержит только четные гармоники. Выделение требуемой гармоники можно осуществить при помощи резонансного контура.

Таблица 12

Зависимость амплитуды первой и третьей гармоник тока варистора от величины коэффициента нелинейности

Значение коэффициента нелинейности	Составляющая первой гармоники	Составляющая третьей гармоники
2	0,85	0,17
3	0,75	0,25
4	0,68	0,29
5	0,62	0,31
5,5	0,60	0,32
6	0,58	0,32
6,5	0,56	0,33

Терморезисторы косвенного подогрева, обладающие малой постоянной времени, могут служить в качестве удвоителей частоты, так как при питании обмотки подогрева переменным током сопротивление чувствительных элементов изменяется с двойной частотой. При увеличении частоты тока подогрева или постоянной времени терморезистора амплитуда изменения сопротивления уменьшается,

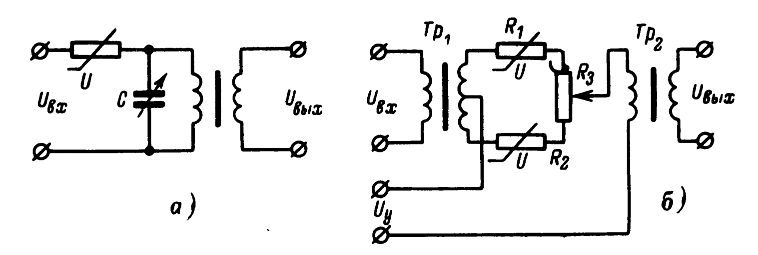


Рис. 60. Преобразователи частоты на варисторах.

а сдвиг фаз между переменной составляющей тока подогрева и переменной составляющей сопротивления чувствительного элемента увеличивается. Это необходимо учитывать при конструировании и применении удвоителей частоты на терморезисторах.

Для того чтобы терморезистор косвенного подогрева работал в режиме удвоения частоты, на обмотку подогрева необходимо подать переменное напряжение, частоту которого необходимо удвоить, а через чувствительный элемент терморезистора пропускать постоян-

ный ток. Выходное переменное напряжение удвоенной частоты снимается с чувствительного элемента через конденсатор. Независимо от частоты тока подогрева выходное напряжение таких удвоителей частоты имеет синусоидальную форму.

В различных радиотехнических, измерительных и автоматических устройствах часто возникает необходимость преобразования разнообразных сигналов в частоту переменного или импульсного тока. В ряде случаев для этой цели можно использовать полупроводниковые резисторы.

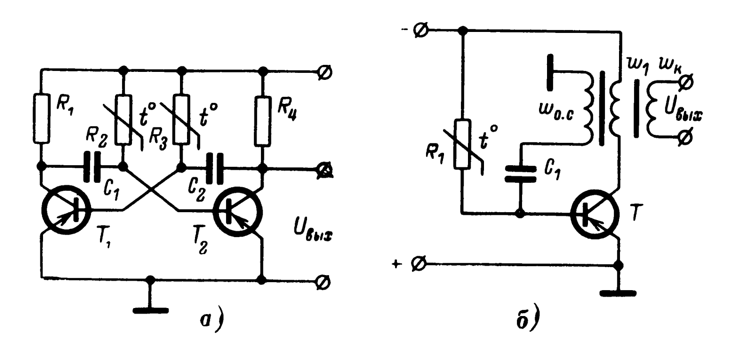


Рис. 61. Частотные термопреобразователи.

Преобразование температуры среды в последовательность электрических импульсов можно осуществить с помощью релаксационного генератора, в разрядную цепь которого включен терморезистор. Для этой цели можно использовать транзисторный мультивибратор (рис. 61,*а*) или блокинг-генератор (рис. 61,*б*), работающий в режиме автоколебаний. Возможно также использование схем на других усилительных элементах. Схема генератора с терморезисторами позволяет получить выходной сигнал, частота которого определяется температурой среды, окружающей терморезистор, так как в этом случае постоянная времени *RC*-цепи с терморезистором зависит от температуры. Частота выходного напряжения мультивибратора определяется следующим соотношением:

$$f \approx \frac{1,4}{R_1C_2 + R_2C_1}. \qquad (139)$$

Если в схеме использованы терморезисторы с идентичными параметрами, а емкости конденсаторов C_1 и C_2 равны, то при изменении температуры частота будет изменяться по закону

$$f \approx \frac{0,7}{CR_0 \exp\left[B\left(\frac{T_0 - T}{T_0 T}\right)\right]}. \qquad (140)$$

Последнее соотношение справедливо при условии, что рассеиваемая в терморезисторах мощность не вызывает значительного разогрева их рабочих элементов.

Частота напряжения, генерируемого блокинг-генератором, определяется соотношением

$$f = \frac{1,2 \div 1,6}{R_1 C_1}. \qquad (141)$$

Подставив в это соотношение температурную характеристику терморезистора с отрицательным ТКС, получим закон изменения частоты с температурой:

$$f = \frac{1,2 \div 1,6}{C_1 R_0 \exp\left(B \frac{T_0 - T}{T_0 T}\right)}. \qquad (142)$$

Используя в этих схемах терморезисторы с положительным ТКС, удается получить иной закон изменения частоты с температурой.

В рассмотренных схемах частотных преобразователей вместо терморезисторов можно использовать также полупроводниковые варисторы, которые обладают некоторой температурной зависимостью сопротивления. Частота генерируемого напряжения в схемах с варисторами при изменении температуры изменяется по линейному закону. В случае использования варисторов типа СН1-2-2-18 частота генерации мультивибратора, собранного по схеме на рис. 61,*а*, в интервале температур 273÷393° К изменяется с 7,5 *кгц* до 9,5 *кгц*. При расчете частотных преобразователей с варисторами необходимо, чтобы частота генерации не превышала предельной рабочей частоты варисторов (100 *кгц* для варисторов типа СН1-2, до 5 *мгц* для варисторов СН1-1).

Для преобразования электрического напряжения в частоту следования электрических импульсов могут быть использованы релаксационные генераторы с нелинейными *RC*-цепями, постоянная времени которых зависит от приложенного напряжения. В качестве таких нелинейных *RC*-цепей используются цепи, образованные варистором и линейной емкостью. При этом постоянная времени цепи определяется соотношением

$$\tau = C \frac{U_{кл}^{\beta}}{I_{кл}} U^{1-\beta}. \qquad (143)$$

Как следует из формулы (143), постоянная времени существенно зависит от величины напряжения, действующего в цепи, причем с увеличением коэффициента нелинейности варистора зависимость от напряжения усиливается. В то же время период колебаний, генерируемых мультивибратором или блокинг-генератором с линейными *RC*-цепями, в широком интервале практически не зависит от уровня напряжения питания. Если же в таком генераторе применить нелинейную *RC*-цепочку, состоящую из линейной емкости и варистора, то частота генерации будет существенно зависеть от величины питающего напряжения. Коэффициент преобразования напряжения в частоту, равный отношению приращения частоты к изменению напряжения, для схем, аналогичных приведенным на рис. 61, составляет 0,5÷4 *кгц/в* в зависимости от типа используемого варистора. При использовании частотных преобразователей с варисторами следует иметь в виду, что зависимость частоты генерации от величины питающего напряжения носит нелинейный характер.

СОДЕРЖАНИЕ

Цена 31 коп.

